



**Уральский
федеральный
университет**

имени первого Президента
России Б.Н.Ельцина

**Институт радиоэлектроники
и информационных
технологий**

ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ

Учебное пособие



Министерство образования и науки Российской Федерации

Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина

ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ

Учебное пособие

Рекомендовано методическим советом УрФУ
для студентов, обучающихся по направлению подготовки
11.04.00 — Радиотехника

Екатеринбург
Издательство Уральского университета
2016

УДК 621.397.13.037.372(075.8)

ББК 32.940.2я73

Т31

Авторы: Н. П. Никитин, В. И. Лузин, В. И. Гадзиковский, Ю. В. Марков

Рецензенты:

кафедра информатики Уральского государственного горного университета (зав. кафедрой канд. техн. наук, доц. *А. В. Дружинин*);

д-р физ.-мат. наук, проф. *А. Д. Ивлиев* (Российский государственный профессионально-педагогический университет)

Научный редактор — канд. техн. наук, доц. *В. К. Рагозин*

На обложке использовано изображение из личного архива автора

Телевизионные цифровые системы : учебное пособие / Н. П. Никитин, В. И. Лузин, В. И. Гадзиковский, Ю. В. Марков. — Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2016. — 108 с.

ISBN 978-5-7996-1615-1

Учебное пособие содержит теоретический материал по следующим основным системам цифрового телевидения: многопозиционные модуляторы, многочастотная система передачи данных OFDM, канальное кодирование, тракт цифрового наземного телевидения, тракт цифрового спутникового телевидения, тракт цифрового кабельного телевидения. По этим разделам также приведены примеры схем и расчетов в графических редакторах VisSim Comm и Simulinc.

Библиогр.: 14 назв. Рис. 87. Табл. 2.

УДК 621.397.13.037.372(075.8)

ББК 32.940.2я73

ISBN 978-5-7996-1615-1

© Уральский федеральный
университет, 2016

Глава 1. Методы цифровой модуляции

Общие требования к способам модуляции

Один из основных вопросов, касающихся передачи данных с заданной скоростью, — распределение энергии в спектре электрического сигнала, переносящего данные, и согласование этого распределения с характеристиками канала связи. По своей природе двоичные сигналы — это последовательность прямоугольных импульсов, а для передачи таких импульсов без искажений требуется теоретически бесконечно большая полоса частот.

На верхнем графике (рис. 1.1) показан *униполярный* цифровой сигнал, в котором информационному логическому нулю соответствует 0, а на нижнем графике — *биполярный* цифровой сигнал, в котором информационному логическому нулю соответствует -1 .

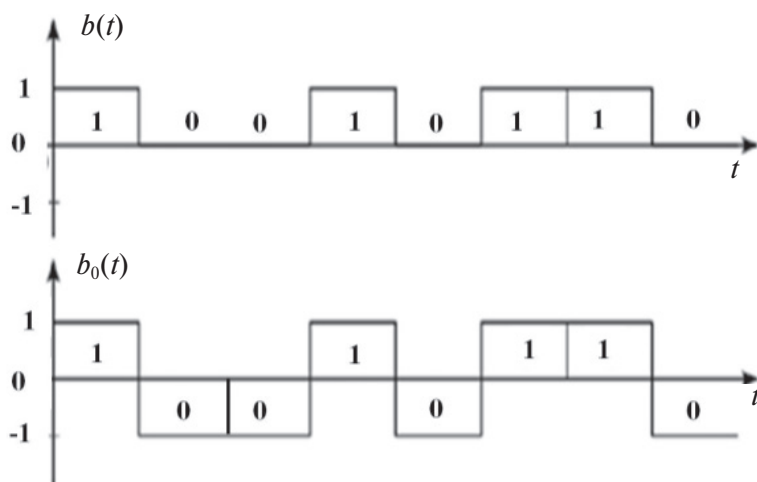


Рис. 1.1. Униполярный и биполярный цифровые сигналы

Однако реальные каналы связи могут обеспечить лишь ограниченную полосу частот, поэтому необходимо согласовывать передаваемые сигналы с параметрами каналов. Такое согласование выполняется благодаря кодированию исходных данных за счет обеспечения специальной формы импульсов, переносящих данные, например, путем сглаживания прямоугольной формы спектральной плотности импульса по косинусоидальному закону, а также с помощью различных видов модуляции.

Если сообщения передаются двоичными символами, то скорость передачи данных не может превышать значения $2 \Delta F_k$ бит/с или 2 бит/с на 1 Гц полосы пропускания канала связи ΔF_k . Предел удельной скорости передачи данных с помощью двоичных символов, равный 2 (бит/с)/Гц, называется также **барьером Найквиста**. Теоретически барьер Найквиста может быть преодолен за счет повышения отношения сигнал/шум в канале связи до очень большого значения, что практически невозможно. Поэтому для повышения удельной скорости передачи данных (преодоления барьера Найквиста) необходимо перейти к многопозиционной (комбинированной) манипуляции (рис. 1.2), при которой каждая электрическая посылка несет более 1 бита информации.

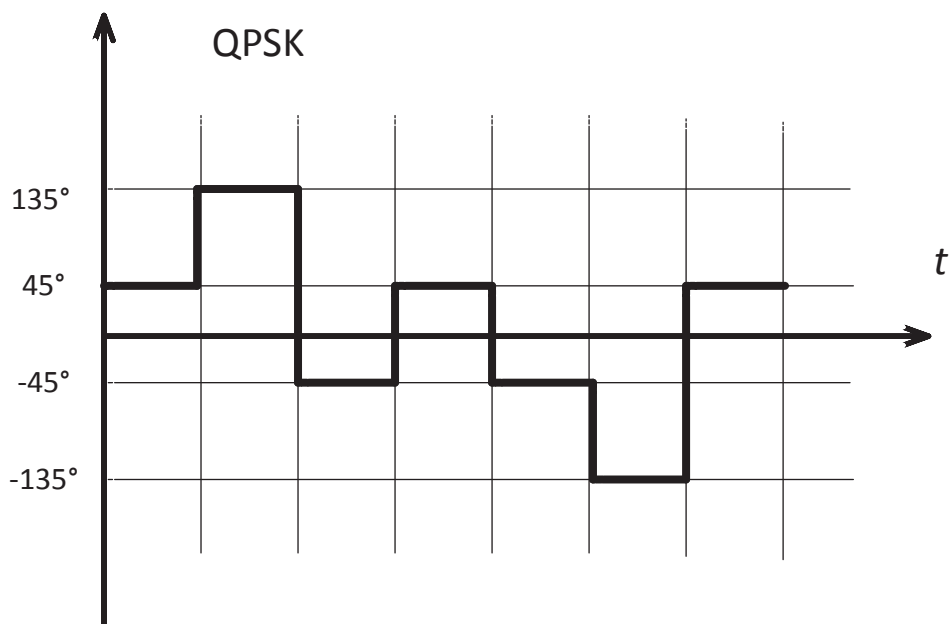


Рис. 1.2. Многопозиционная манипуляция

Идея использования многопозиционных сигналов для снижения требуемой полосы пропускания линии связи заключается в разбиении сообщения в виде двоичной последовательности на блоки (посылки), каждый из которых содержит комбинации из m двоичных символов (1 или 0), количество которых m соответствует возможным состояниям выходного сигнала модулятора.

Сигналы с двоичной фазовой манипуляцией (BPSK)

Двоичная фазовая манипуляция

Мы можем получить сигналы с фазовой манипуляцией (phase shift key PSK), если подадим в качестве модулирующего сигнала на фазовый модулятор цифровой сигнал. Речь пойдет о двоичной фазовой манипуляции (binary phase shift key BPSK). Данный вид модуляции нашел очень широкое применение вследствие высокой помехоустойчивости и простоты модулятора и демодулятора. В отечественной литературе BPSK модуляцию обозначают как ФМн-2.

Рассмотрим сигнал $b(t)$ в виде последовательности импульсов цифровой информации, как это показано на рис. 1.1.

Подадим цифровой сигнал в качестве модулирующего сигнала $b(t) = S_m(t)$ на фазовый модулятор, как это показано на рис. 1.3 с девиацией фазы, равной π рад.

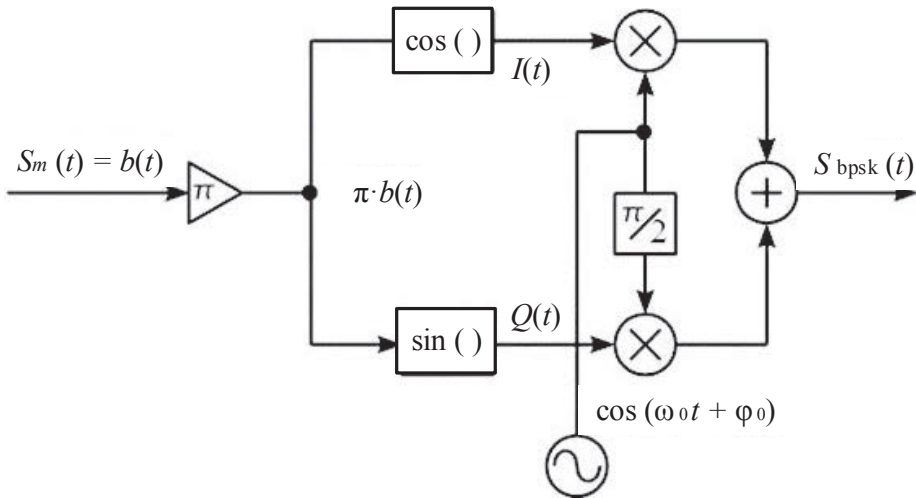


Рис. 1.3. Формирование BPSK сигнала на основе фазового модулятора

Поскольку $b(t)$ принимает только значения, равные 0 и 1, то синфазная $I(t)$ и квадратурная $Q(t)$ компоненты комплексной огибающей BPSK сигнала

$$z(t) = I(t) + jQ(t),$$

где

$$I(t) = \cos(\pi b(t)) = \mp 1 = b_0(t); \quad (1.1)$$

$$Q(t) = \sin(\pi b(t)) = 0.$$

Тогда BPSK сигнал можно записать в виде

$$S_{bpsk}(t) = I(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0) - Q(t)\sin(\omega_0 t + \varphi_0) = \dots \quad (1.2)$$

$$\dots = b_0(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

а структурную схему модулятора можно упростить, как это показано на рис. 1.4.

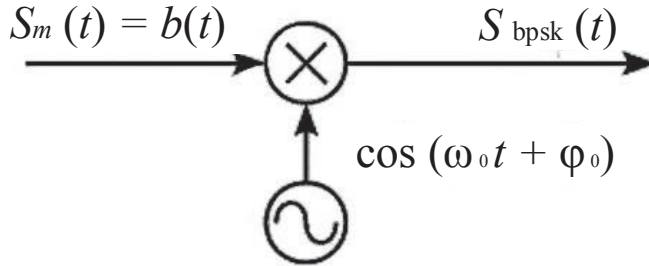


Рис. 1.4. Упрощенная структурная схема BPSK модулятора

Эта схема точь в точь совпадает со схемой амплитудной модуляции АМ с подавлением несущей (DSB), при модулирующем сигнале $S_m(t) = b_0(t)$. Поясняющие графики формирователя BPSK показаны на рис. 1.5.

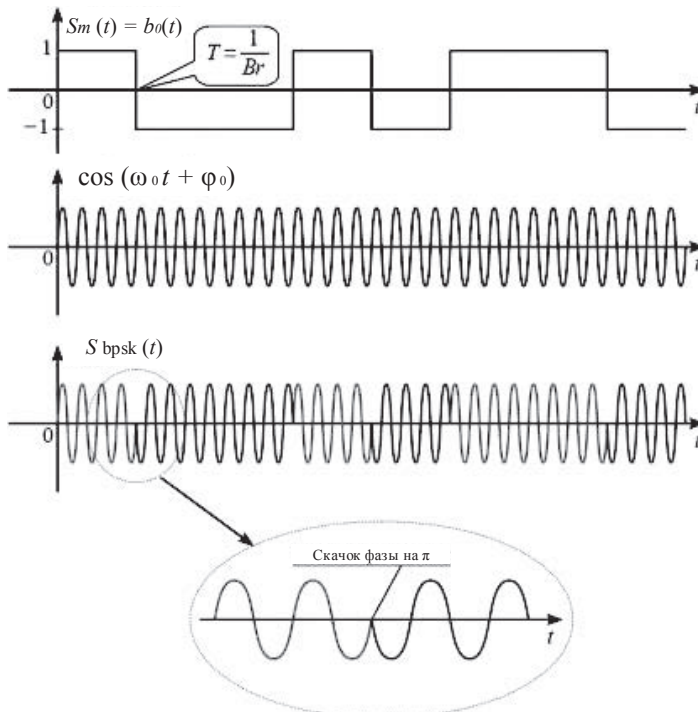


Рис. 1.5. Поясняющие графики BPSK модулятора

Информация передается со скоростью Br бит/с, длительность одного импульса цифровой информации $T = 1/Br$. Исходный модулирующий сигнал $S_m(t) = b_0(t)$ умножается на несущее колебание $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ (на рис. $\varphi_0 = -\pi/2$), получаем фазоманипулированный сигнал со скачком фазы на π рад. Такой же скачок фазы мы бы наблюдали при формировании DSB сигнала. Таким образом, BPSK модуляция — вырожденный тип фазовой манипуляции, который совпадает с балансной амплитудной модуляцией при биполярном цифровом модулирующем сигнале.

Спектр и векторная диаграмма BPSK сигнала

Поскольку BPSK сигнал можно представить как DSB сигнал, то его спектр представляет собой перенесенный на несущую частоту спектр цифрового биполярного модулирующего сигнала $b_0(t)$. На рис. 1.6 показаны основные соотношения спектра BPSK и параметров исходного модулирующего сигнала.

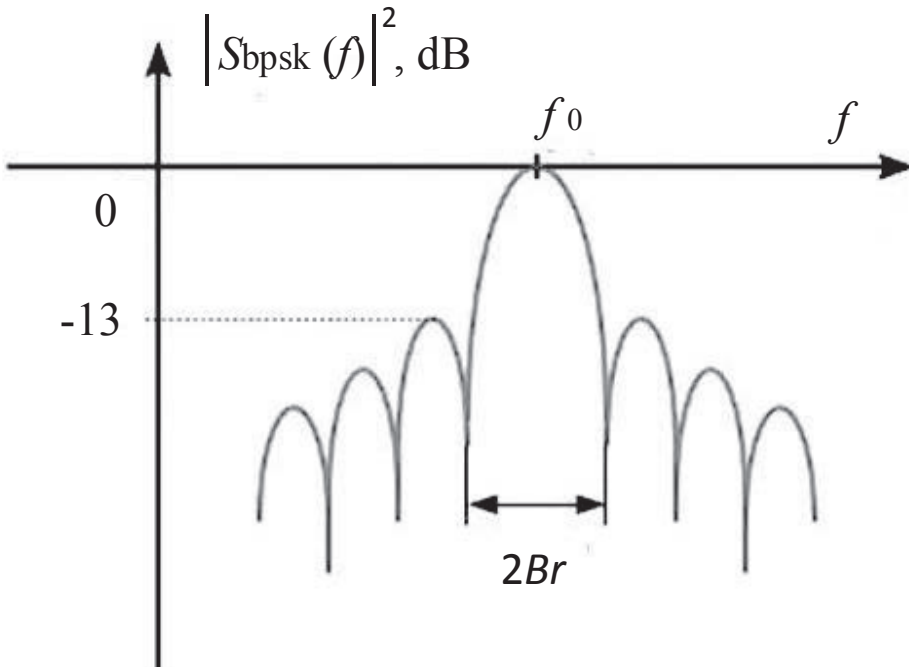


Рис. 1.6. Спектральные соотношения параметров BPSK сигнала

Основной лепесток спектра мощности BPSK имеет ширину, равную удвоенной скорости передачи информации $2Br$, и симметричен относительно

несущей частоты f_0 . Уровень максимального (первого) бокового лепестка спектра равен -13 дБ. Также можно сказать о том, что ширина боковых лепестков равна B_r .

Рассмотрим векторную диаграмму BPSK сигнала. Согласно выражению (1.1), синфазная компонента $I(t)$ комплексной огибающей BPSK сигнала равна $b_0(t)$, а квадратурная компонента $Q(t) = 0$. При этом $b_0(t)$ принимает значения ± 1 . Векторная диаграмма BPSK сигнала показана на рис. 1.7.

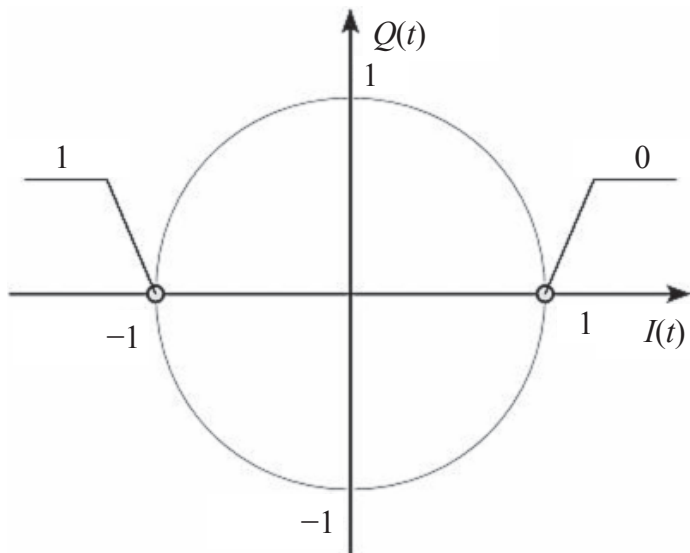


Рис. 1.7. Векторная диаграмма BPSK сигнала

Вектор комплексной огибающей может принимать одно из двух значений: $I(t) = 1$ (при передаче информационного нуля) и $I(t) = -1$ при передаче информационной единицы.

Эта модуляция является самой помехоустойчивой из всех видов ФМн, то есть при использовании бинарной ФМн вероятность ошибки при приёме данных наименьшая. Однако каждый символ несет только 1 бит информации, что обуславливает наименьшую в этом методе модуляции скорость передачи информации.

В присутствии произвольного изменения фазы, введенного каналом связи, демодулятор не способен определить, какая точка созвездия соответствует 1, а какая — 0. В отсутствие опорного сигнала, определяющего нулевую начальную фазу, возможно возникновение обратной работы, когда все нули воспринимаются как единицы, а все единицы — как нули. Для устранения этого недостатка данные часто дифференциально кодируются до модуляции.

Относительная (дифференциальная) двоичная фазовая манипуляция (DBPSK)

При передаче информации с использованием BPSK требуется применять следящие системы для демодуляции сигнала. При этом часто применяют некогерентные устройства приема, которые не согласованы по фазе с задающим генератором на передающей стороне и соответственно не могут отследить случайный поворот фазы в результате распространения, выходящий за интервал $\pm\pi/2$. Пример рассмотрен на рис. 1.8.

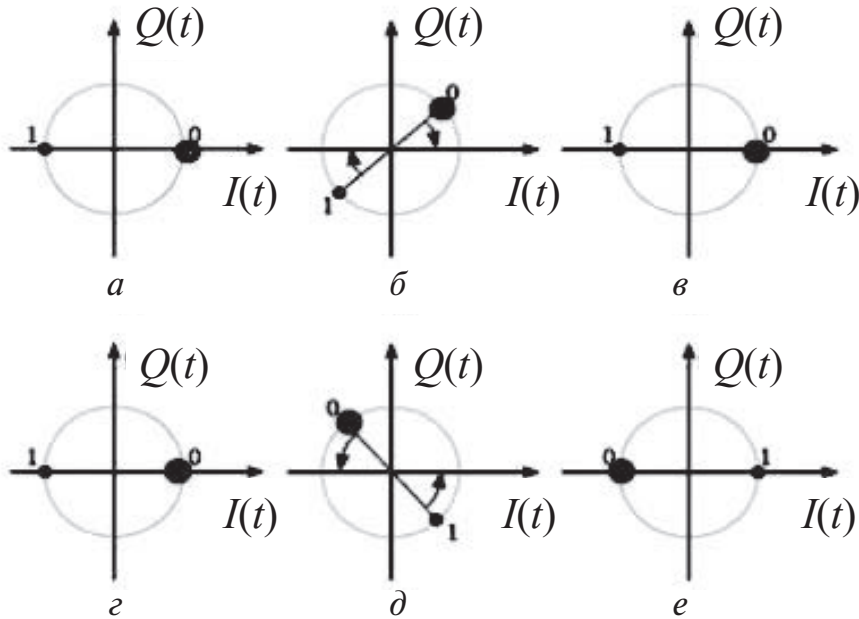


Рис. 1.8. Пояснения к некогерентному приему BPSK

Исходная векторная диаграмма BPSK (в случае с PSK сигналами векторную диаграмму часто называют созвездием) показана на рис. 1.8, а и 1.8, г. Большим кружком обозначено значение, соответствующее информационному нулю, а малым — единице. В результате распространения сигнал приобретет случайную начальную фазу, и созвездие повернется на некоторый угол. На рис. 1.8, б показан случай, когда поворот созвездия лежит в пределах от $-\pi/2$ до $\pi/2$ рад. В этом случае при некогерентном приеме все созвездие будет повернуто, как это показано стрелочками на рис. 1.8, б. Тогда после поворота созвездие займет исходное положение, и информация будет демодулирована верно (рис. 1.8, в). На рис. 1.8, д показан случай, когда поворот

созвездия лежит в пределах от $\pi/2$ до $3\pi/2$ рад. В этом случае при приеме созвездие также будет повернуто для горизонтального расположения, но, как следует из рис. 1.8, e , информационные нули и единицы будут перепутаны.

Для того чтобы устранить перепутывание информационных символов, используют относительную манипуляцию или, как ее еще называют, дифференциальную BPSK (DBPSK). Суть относительной манипуляции заключается в том, что кодируется не сам бит информации, а его изменение. Структура системы передачи данных с использованием DBPSK показана на рис. 1.9.

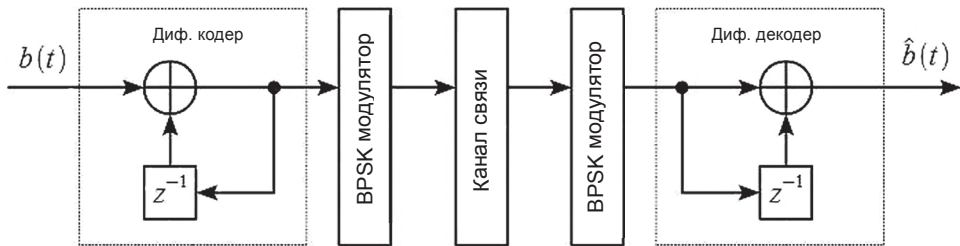


Рис. 1.9. Структура системы передачи данных с использованием DBPSK

Исходный битовый поток $b(t)$ проходит дифференциальное кодирование, после чего модулируется BPSK и на приемной стороне демодулируется некогерентным BPSK демодулятором. Демодулированный поток проходит дифференциальный декодер, получаем принятый поток $\hat{b}(t)$.

Рассмотрим дифференциальный кодер, показанный на рис. 1.10.

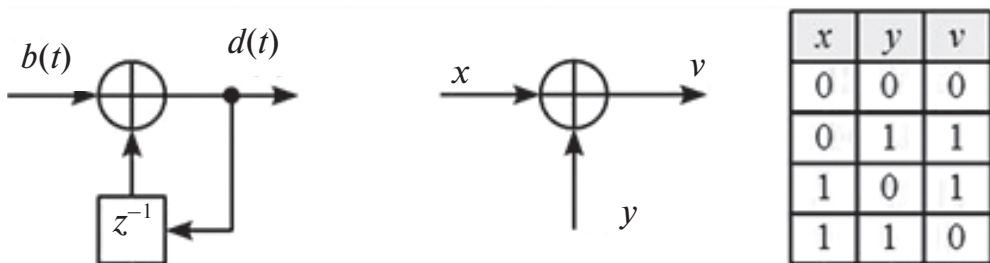


Рис. 1.10. Дифференциальный кодер

Суммирование производится по модулю два, что соответствует логическому XOR (исключающее ИЛИ). Обозначение z^{-1} означает задержку на один бит информации. Пример дифференциального кодирования приведен на рис. 1.11.

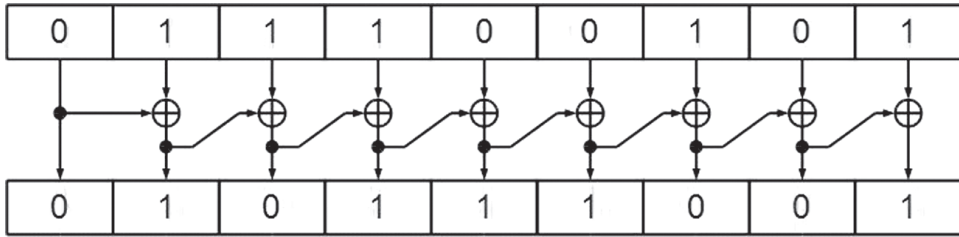


Рис. 1.11. Пример дифференциального кодирования битового потока

Исходный битовый поток равен 011100101, на выходе дифференциального кодера мы получили 010111001. В приведенном примере первый 0 не кодируется. Затем происходит сложение по модулю два предыдущего бита на выходе кодера и текущего бита на входе. Для дифференциального декодирования необходимо сделать обратную процедуру согласно схеме, показанной на рис. 1.12 (структура дифференциального декодера показана на рис. 1.10).

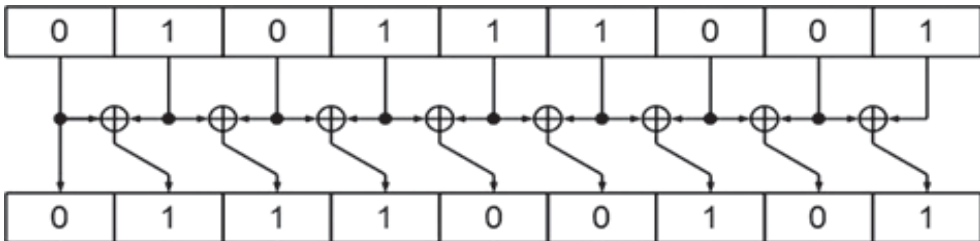


Рис. 1.12. Пример дифференциального декодирования битового потока

Как видно, из кодированного битового потока 010111001 мы получили исходный поток 011100101. При инвертировании всех битов информации на выходе дифференциального декодера информация не искажается (за исключением первого бита), и в этом несомненное преимущество DBPSK, которое позволяет существенно упростить передающие и приемные устройства. Но нужно также сказать и о недостатках дифференциального кодирования. Главным недостатком DBPSK по сравнению с BPSK является более низкая помехоустойчивость, поскольку ошибки приема размножаются на этапе декодирования.

Рассмотрим *пример*. Пусть исходный поток равен 011100101, закодированный поток равен 010111001. Пусть при приеме четвертый бит закодированного потока был принят с ошибкой, тогда на входе декодера будет 010101001. В результате декодирования целых два бита будут декодированы с ошибкой.

Многопозиционные модуляторы (QAM/PAM)

Такие модуляторы используются в тех случаях, когда канал связи для передачи цифровой информации обладает ограниченной полосой пропускания. С такой проблемой столкнулись, например, при организации модемной связи с использованием стандартных телефонных каналов связи, полоса пропускания которых составляет около 3 кГц. Если в первых модемах скорость передачи в таких каналах составляла 600–1200 бит/с (с использованием ЧМн), то в современных модемах она достигает 56 Кбит/с. Это стало возможным во многом благодаря использованию многопозиционных сигналов, в частности амплитудно-манипулированных (АМн) или квадратурных АМн (КАМн) колебаний.

Квадратурная амплитудная модуляция (QAM)

Данный способ модуляции относится к комбинированным. В случае QAM промодулированный сигнал представляет собой сумму двух ортогональных несущих: косинусоидальной и синусоидальной, амплитуды которых принимают независимые дискретные значения:

$$U^{QAM}(t) = U^c [C^I(t) \cos(\omega_c t) + C^{II}(t) \sin(\omega_c t)], \quad (1.3)$$

где U^c — амплитуда сигнала; $\omega_c t$ — частота несущей; $C^I(t)$ и $C^{II}(t)$ — модулирующие сигналы в квадратурных каналах. При приеме сигналов с QAM производится когерентное детектирование.

Если в выражении (1.3) модулирующие сигналы $C^I(t)$ и $C^{II}(t)$ принимают значения ± 1 , то получим QAM-4 (четырепозиционную QAM). Если же для модуляции как в синфазном, так и в квадратурном каналах используются четырехуровневые сигналы $c(t) = \pm 1; \pm 3$, то при этом получается 16-позиционная QAM (QAM-16), которую можно описать выражением

$$U_{QAM-16}(t) = \sum_{i=1}^{16} A_i \cos(\omega_c t + \theta_i) \quad (1.4)$$

и представить в фазово-амплитудном пространстве в виде специального рис. 1.13, где точками показаны положения концов вектора сигнала A_i при различных значениях i . Оси координат на рис. 1.13 соответствуют синфазной J и квадратурной Q составляющим сигнала. Кроме модуляции типа QAM-16 в системах цифрового телевидения широко используется QAM-64. В данном

случае числа в обозначениях типа модуляции означают количество вариантов суммарного сигнала.

Расположение сигнальных точек в фазово-амплитудном пространстве при различных типах QAM определяют сигнальные созвездия модулированных сигналов. Практически используются как обычные равномерные, так и неравномерные сигнальные созвездия с различными расстояниями между двумя ближайшими точками созвездия в смежных квадрантах, что количественно оценивается коэффициентом неравномерности сигнального созвездия χ . Данный параметр равен отношению расстояния между соседними точками в двух разных квадрантах к расстоянию между точками в одном квадранте.

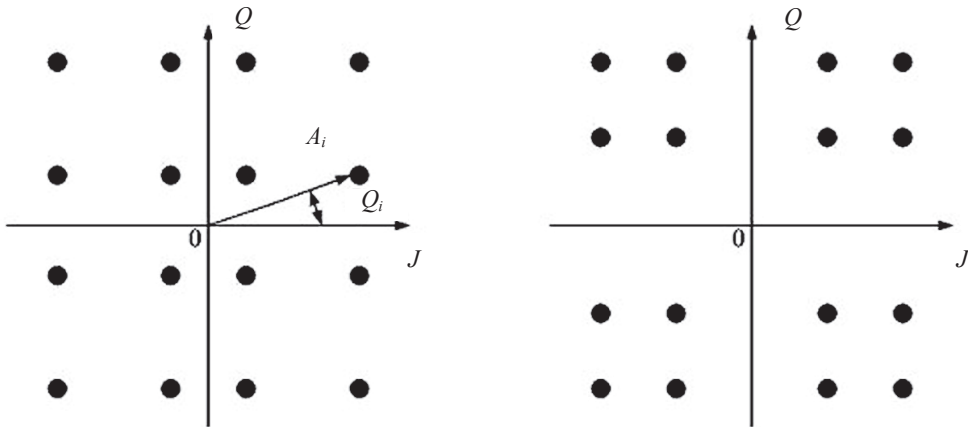


Рис. 1.13. Векторная диаграмма возможных состояний сигнала при QAM-16 ($\chi = 1$ — слева и $\chi = 2$ — справа)

Применение неравномерной структуры сигнальных созвездий с коэффициентами $\chi = 2$, $\chi = 4$ обеспечивает улучшение декодирования потока данных, модулированных методами QAM-16 и QAM-64. Однако при этом требуется увеличение отношения сигнал/шум для потока данных, так как шумы и помехи трансформируют сигнальные точки созвездия в «облака». Центром «облака» остается сигнальная точка, а его «размытость» характеризует остаточный уровень несущей, нарушение баланса уровней сигналов J и Q , коэффициент модуляционных ошибок и другие параметры. При очень сильном шуме различить сигнальные точки **внутри квадрантов** становится практически невозможным. Однако благодаря введенной неравномерности в сигнальные созвездия сигнальные точки **между квадрантами** различаются достаточно хорошо, т. е. декодирование может осуществляться с приемлемой вероятностью ошибок.

Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK)

QPSK — это дискретная фазовая манипуляция с основным дискретом $\pi/2$. В этом методе модуляции все импульсы входной информационной последовательности модулятора разбиваются на пары — на двухбитовые символы, и при переходе от символа к символу начальная фаза сигнала изменяется на величину Δj , которая определяется битами символа в соответствии с алгоритмом, приведенным в табл. 1.1.

Обобщенная функциональная схема модулятора QPSK приведена на рис. 1.14. Входная битовая последовательность преобразуется в две параллельные последовательности, которые подаются на кодер фазы. В результате кодирования вырабатываются квадратурные сигналы, каждый из которых подается на свой балансный модулятор. Сигналы после балансных модуляторов суммируются, образуя квадратурный модулированный сигнал.

Таблица 1.1

Закон фазовой манипуляции метода QPSK

Биты входной последовательности модулятора		Изменение фазы Δj
Нечетные (первые биты символа) X	Четные (вторые биты символа) Y	
1	1	$-3\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
0	0	$\pi/4$
1	0	$-\pi/4$

Сочетание нечетных и четных битов определяет фазу сигнала.

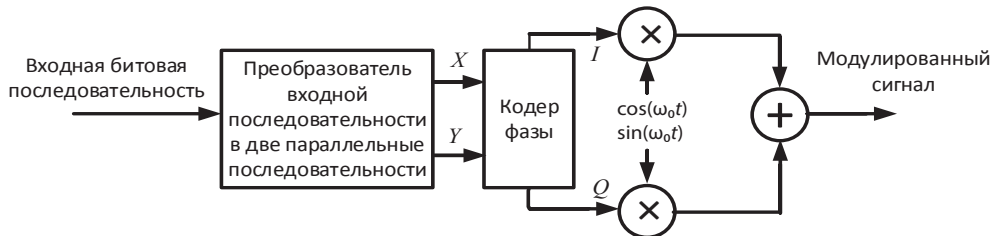


Рис. 1.14. Функциональная схема модулятора QPSK

При квадратурной фазовой манипуляции (англ. QPSK — Quadrature Phase Shift Keying, или 4-PSK) используется созвездие из четырёх точек, размещённых на равных расстояниях на окружности. Используя 4 фазы, в QPSK на символ приходится два бита, как показано на рис. 1.15 (слева). Анализ показывает, что скорость может быть увеличена в два раза относительно BPSK при той же полосе сигнала либо, если оставлена скорость прежней, можно уменьшить полосу вдвое.

Хотя QPSK можно считать квадратурной манипуляцией (QAM-4), иногда её проще рассматривать в виде двух независимых модулированных несущих, сдвинутых на 90° . При таком подходе чётные (нечётные) биты используются для модуляции синфазной составляющей I , а нечётные (чётные) — квадратурной составляющей несущей Q . Так как BPSK используется для обеих составляющих несущей, то они могут быть демодулированы независимо.

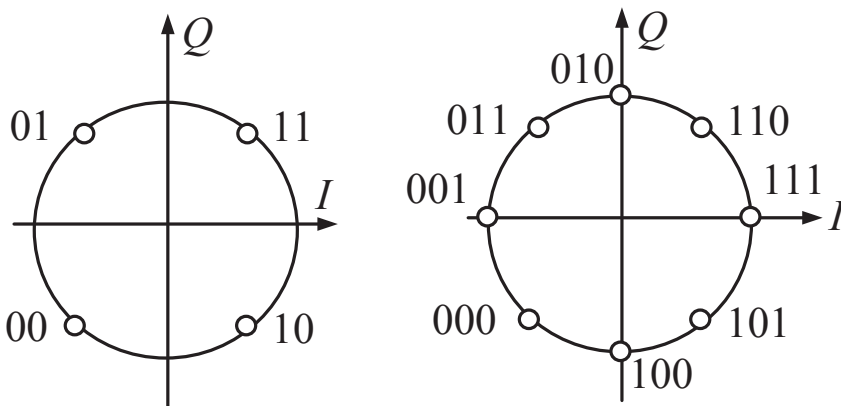


Рис. 1.15. Фазовое созвездие для квадратурной ФМн (слева) и для восьмеричной ФМн (справа)

Как и при BPSK, существует проблема неопределённости начальной фазы в приёмнике. Поэтому при некогерентном детектировании QPSK с дифференциальным кодированием на практике используется чаще.

При восьмеричной фазовой манипуляции каждый сигнал передает три бита информации. ФМн с порядком больше 8 используют редко.

Помехоустойчивость систем передачи информации с разными видами модуляции оценивается вероятностью ошибки на бит информации (англ. BER — Bit Error Rate). Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум представлена на рис. 1.16.

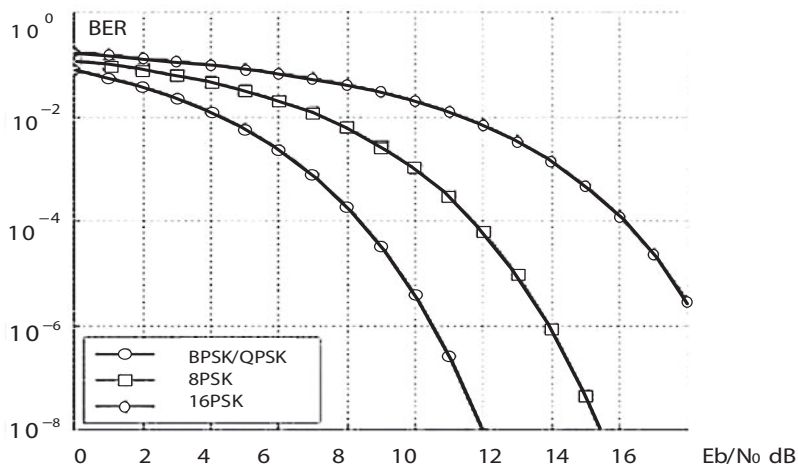


Рис. 1.16. Вероятность ошибки на бит

Способы модуляции, используемые в цифровом телевидении

При выборе метода модуляции очень важно учитывать характеристики канала передачи. Для каналов спутниковой и кабельной цифровых систем телевидения в качестве оптимальных (обеспечивающих заданное качество при минимальной сложности ТВ-приемников) были выбраны способы модуляции одной несущей. Причем в системах цифрового *спутникового* ТВ-вещания, использующих каналы связи с полосой 27 МГц, для непосредственного ТВ-вещания целесообразно применять модуляцию типа QPSK. При этом обеспечиваются достаточно выгодное соотношение мощности и полосы пропускания бортового оборудования искусственного спутника Земли (ИСЗ), возможность работы в условиях характерной для транспондеров (приемопередатчиков) нелинейности, обусловленной амплитудной и фазовой характеристиками бортового усилителя, и простота реализации декодеров, встроенных в спутниковые приемники.

В противоположность наземным (вещательным и кабельным) каналам на *спутниковый* канал линейные помехи оказывают меньшее влияние. Модуляция типа QPSK применяется совместно со схемой, опережающей коррекции ошибок FEC (Forward Error Correction), основанной на взаимодействии

двух алгоритмов: кода коррекции ошибок Рида — Соломона и сверточного кода. В приемных устройствах в этом случае используются последовательная демодуляция и мягкое декодирование Витерби. Применение QPSK-модуляции позволяет обеспечить устойчивый прием при соотношении сигнал-шум на входе спутникового ТВ-приемника до 6 дБ.

Для цифровых *кабельных* ТВ-систем, не имеющих ограничений по мощности, позволяющих регулировать отношение сигнал/шум и использующих каналы связи с полосой пропускания 8 МГц, предложено применить модуляцию типа QAM. За счет применения в кабельных цифровых ТВ-системах модуляции типа QAM отсутствует необходимость во внутреннем коде системы опережающего исправления ошибок.

Каналы связи *наземного* телевидения со стандартными полосами частот 6, 7 и 8 МГц значительно отличаются от каналов спутникового и кабельного телевидения. Практически в любом канале связи наземного телевидения возникают помехи из-за многолучевого приема, обусловленного рельефом местности, и отражений, вызванных как статическими объектами, например зданиями, так и динамическими объектами, например самолетами.

Каналы связи наземного телевидения отличает высокий уровень промышленных помех. Из-за переполнения частотного диапазона, в котором возможно наземное вещание, велика вероятность интерференционных помех за счет взаимодействия с сигналами совмещенных и соседних каналов. При выборе способа модуляции в наземном цифровом телевидении следует учитывать способность работы в условиях приема на комнатные антенны и антенны портативных ТВ-приемников, а также возможность функционирования в одночастотных сетях. При этом прием сигналов цифрового телевидения в мобильных условиях рассматривается не как обязательное требование, а как желательная возможность.

Способность работы в условиях быстроменяющихся характеристик канала связи также не является абсолютным условием. В данном случае примером одночастотной сети может служить сеть радиопередатчиков малой мощности, располагающихся в зонах плохого приема сигнала основного передатчика и работающих на той же самой частоте, что и основной. Из всех известных способов модуляции сформулированным выше требованиям отвечают два вида многопозиционной модуляции: 8-VSB и OFDM.

К способам многопозиционной модуляции, используемым в системах цифрового телевидения, относятся квадратурная амплитудная модуляция (QAM — Quadrature Amplitude Modulation), квадратурная фазовая манипуляция, или четырехпозиционная фазовая манипуляция (QPSK — Quadrature Phase Shift Keying), частотное уплотнение с ортогональными несущими (OFDM — Orthogonal Frequency Division Multiplexing) и восьмиуровневая амплитудная модуляция с частично подавленной несущей и боковой полосой частот (8-VSB — Vestigial Side Band).

Модели VisSim Comm многопозиционных модуляторов

Рассмотрим моделирование многопозиционных модуляторов в среде VisSim Comm.

Модулятор 4-РАМ

Каждый сигнал 4-РАМ передает два бита информации. Немодулированный сигнал имеет амплитуду 3 В и нулевую начальную фазу (рис. 1.17).

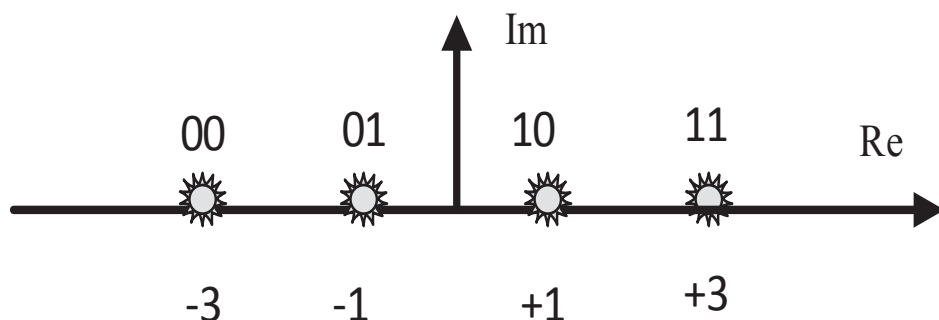


Рис. 1.17. Созвездие сигнала 4-РАМ

Для создания модели исследования 4-РАМ модулятора в среде VisSim Comm необходимы следующие устройства:

- модулятор QAM/РАМ типа 4-РАМ с частотой 10 Гц;
- генератор однополярных прямоугольных импульсов Rectangular Pulses с нулевым значением параметра Low level;
- 2 графопостроителя Plot;
- 4 регистратора Display.

Модель создается в следующем порядке:

- 1) выбирается среда программирования VisSim Comm;
- 2) в выпадающем списке закладки Comm выбирается раздел Modulators-complex и список модуляторов QAM/РАМ.

Схема модели 4-РАМ модулятора приведена на рис. 1.18, а спектр полученных колебаний при линейных осях координат — на рис. 1.19.

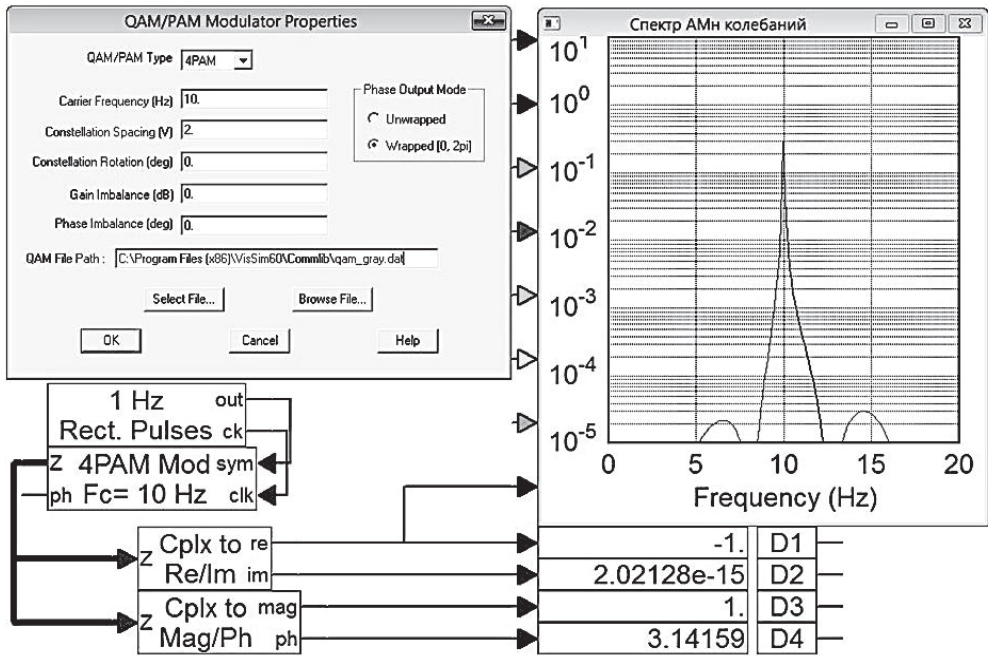


Рис. 1.18. Схема соединения элементов 4-РАМ модулятора

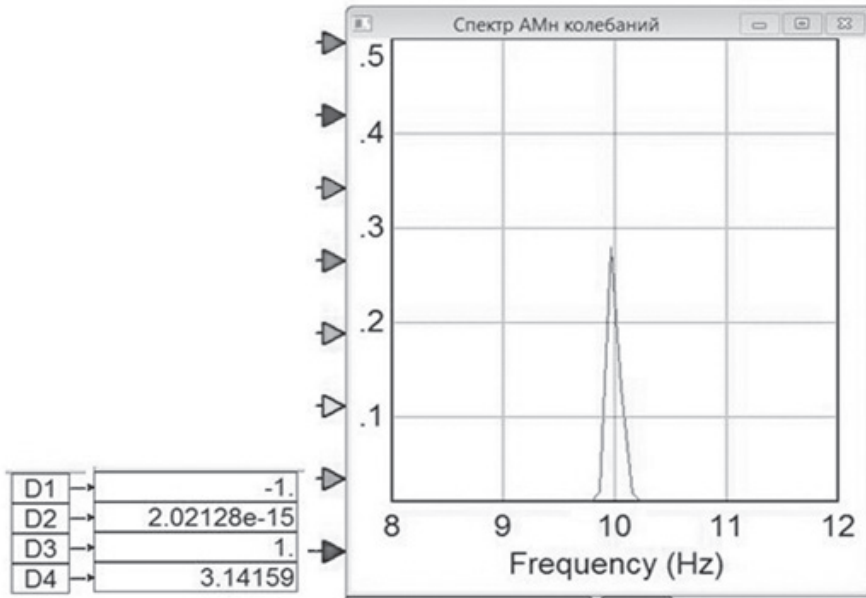


Рис. 1.19. Результаты испытаний 4-РАМ модулятора в линейных координатах

Ширина спектра ориентировочно может быть определена по формуле

$$\Delta f = f + \frac{1 + 2^{n-1}}{\tau},$$

где n — десятичный эквивалент формируемого кода.

Наиболее высокоэнергетическая часть спектра расположена в полосе 10 ± 2 Гц, что особенно заметно при линейном масштабе оси амплитуд.

Модулятор 16-QAM

Для создания квадратурного модулятора 16-QAM в среде VisSim Comm необходимы следующие устройства:

- модулятор QAM/ПAM типа 16-QAM с частотой 10 Гц;
- генератор однополярных прямоугольных импульсов Rectangular Pulses с нулевым значением параметра Low level;
- графопостроитель Plot;
- 4 регистратора Display.

Схема включения модулятора 16-QAM подобна схеме, приведенной на рис. 1.18, а тип модулятора выбирается в диалоговом окне блока 4-РАМ. При этом настройка блока сводится к установке в строке параметра Constellation Rotation (циклический сдвиг между каналами по фазе) значения $22,5^\circ$ (примерно $0,3927$ рад).

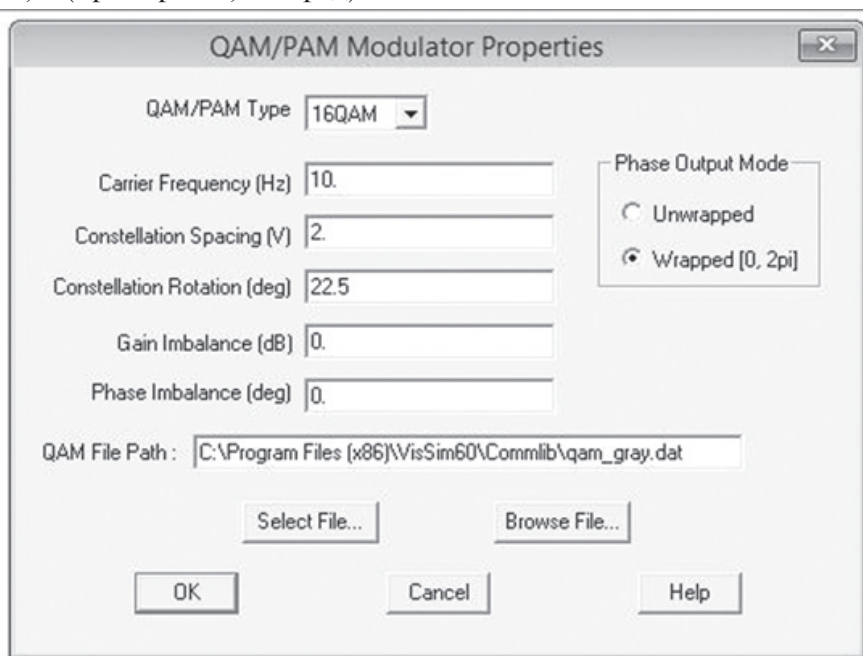


Рис. 1.20. Установка параметров модулятора 16-QAM

Использование цифрового фильтра Чебышева приводит к размытию точек созвездия вследствие фазочастотных искажений. Этот недостаток может быть устранен адаптивным эквалайзером.

Контрольные вопросы

1. Что собой представляют многопозиционные модулированные сигналы QPSK и QAM?
2. Что называют созвездием модулированного сигнала?
3. Какой вид имеют созвездия сигналов QPSK и QAM?
4. С какой целью применяется относительная (дифференциальная) двоичная фазовая манипуляция (DBPSK)?
5. Что означает термин BER — Bit Error Rate?
6. Почему в системах кабельного, спутникового и эфирного телевидения используются разные виды модуляции? Какие именно?

Глава 2. Технология ортогонального частотного уплотнения (OFDM)

Проблема многолучевого распространения

Распространение сигналов в радиоэфире сопровождается возникновением всякого рода помех, источником которых служат сами распространяемые сигналы. Классический пример — *эффект многолучевой интерференции сигналов*.

Вследствие многократного отражения сигнала от естественных преград (рис. 2.1) один и тот же сигнал может попадать в приемник различными путями, имеющими разные длины. Следовательно, в точке приема результирующий сигнал представляет собой суперпозицию (интерференцию) многих сигналов с различными амплитудами и смещениями относительно друг друга по времени, что эквивалентно сложению сигналов с разными фазами.

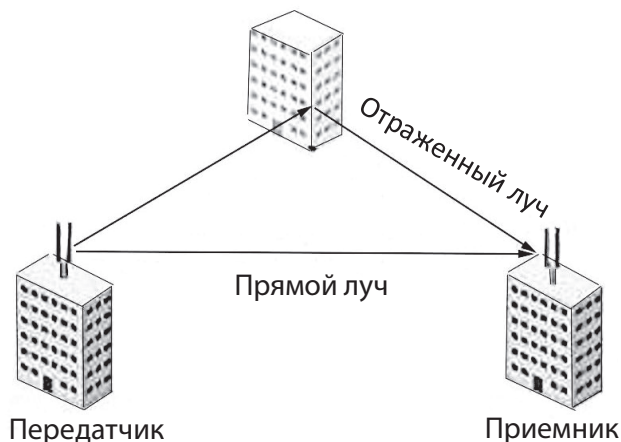


Рис. 2.1. Переотражения сигнала

Если предположить, что передатчик распространяет гармонический сигнал $y_{in} = A \sin 2\pi \nu t$ с частотой несущей ν и амплитудой A , то в приёмнике будет получен сигнал

$$y_{out} = \sum_{i=1}^N A_i \sin 2\pi \nu (t - t_i), \quad (2.1)$$

где t_i — задержка распространения сигнала по i -му пути (рис. 2.2).

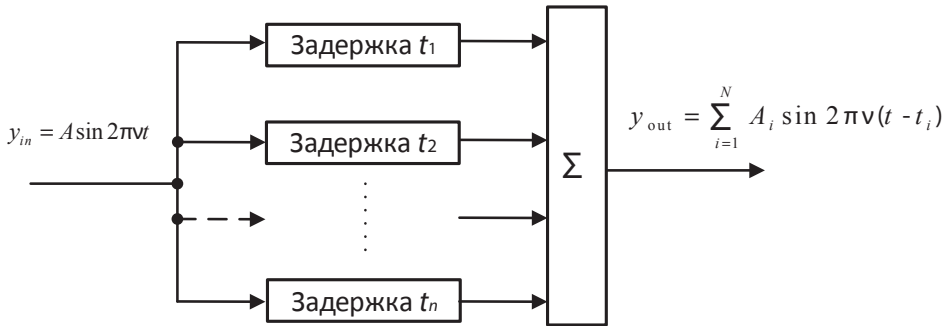


Рис. 2.2. Модель многолучевого распространения сигнала

Следствием многолучевой интерференции является искажение принимаемого сигнала. Особенно негативно многолучевая интерференция сказывается на широкополосных сигналах. Дело в том, что при использовании широкополосного сигнала в результате интерференции определенные частоты складываются синфазно, что приводит к увеличению сигнала, а некоторые, наоборот, — противофазно, вызывая ослабление сигнала на данной частоте (рис. 2.3).

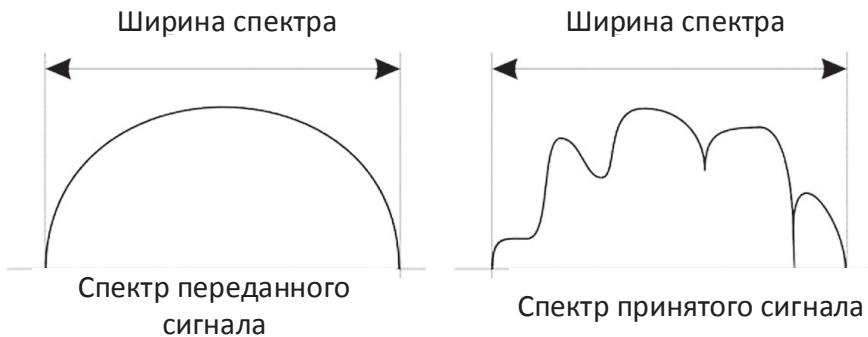


Рис. 2.3. Спектры сигналов

Говоря о многолучевой интерференции, возникающей при передаче сигналов, различают два крайних случая (рис. 2.4). В первом случае макси-

мальная задержка между различными сигналами не превосходит времени длительности одного символа, и интерференция возникает в пределах одного передаваемого символа. Во втором случае максимальная задержка между различными сигналами больше длительности одного символа, а в результате интерференции складываются сигналы, представляющие разные символы, и возникает так называемая *межсимвольная интерференция* (Inter Symbol Interference, ISI).

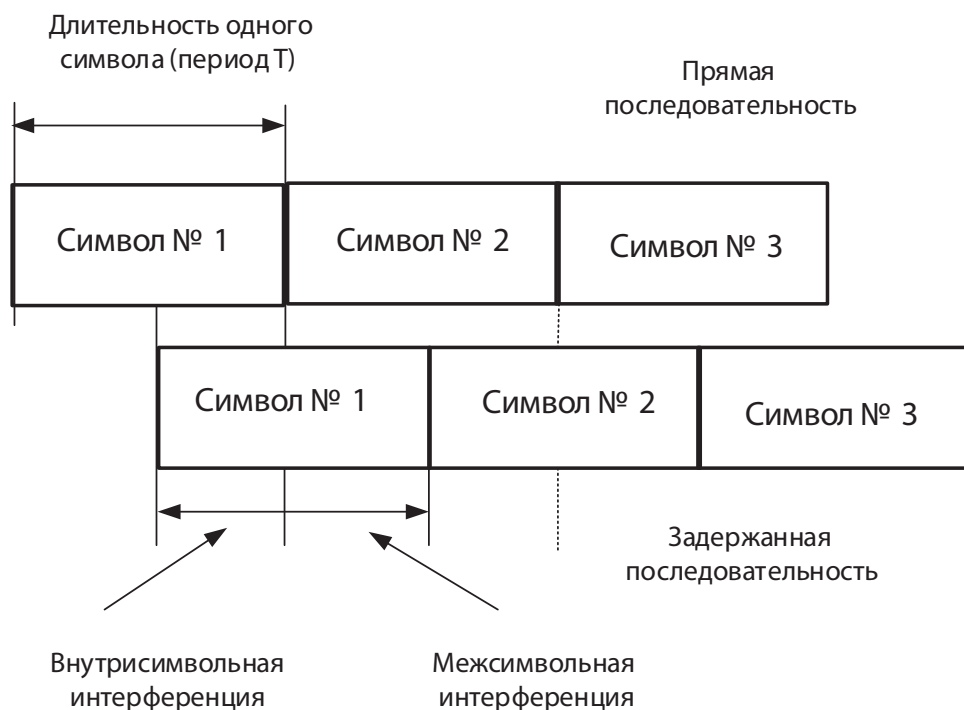


Рис. 2.4. Интерференция символов

Наиболее отрицательно на искажение сигнала влияет межсимвольная интерференция. Поскольку символ — это дискретное состояние сигнала, характеризующееся значениями частоты несущей, амплитуды и фазы, то для различных символов меняются амплитуда и фаза сигнала, поэтому восстановить исходный сигнал крайне сложно.

Радикальным решением этой проблемы является применение технологии ортогонального частотного мультимплексирования OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), которая специально разработана для борьбы с помехами при многолучевом приеме.

Принципы OFDM

Идея данного метода заключается в том, что поток передаваемых данных преобразуется в большое число параллельных потоков (субпотоков), каждый из которых передается на отдельной несущей (рис. 2.5). При этом высокая скорость передачи достигается именно за счет одновременной передачи данных по нескольким каналам, а скорость передачи в отдельном подканале может быть и невысокой.

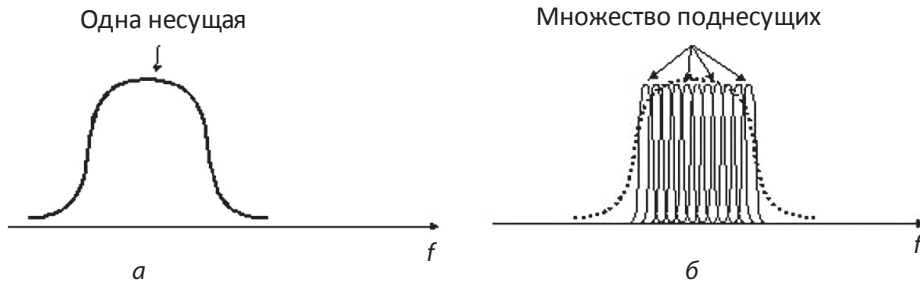


Рис. 2.5. Спектр радиосигнала с одной несущей (а) и OFDM (б)

При частотном разделении каналов необходимо, чтобы ширина отдельного канала была, с одной стороны, достаточно узкой для минимизации искажения сигнала в пределах отдельного канала, а с другой — достаточно широкой для обеспечения требуемой скорости передачи. Кроме того, для экономного использования всей полосы канала, разделяемого на подканалы, желательно как можно более плотно расположить частотные подканалы, но при этом избежать межканальной интерференции, чтобы обеспечить полную независимость каналов друг от друга. Частотные каналы, удовлетворяющие перечисленным требованиям, называются *ортогональными*. Несущие сигналы всех частотных подканалов (а точнее, функции, описывающие эти сигналы) ортогональны друг другу. С точки зрения математики ортогональность функций означает, что их произведение, усреднённое на некотором интервале, должно быть равно нулю. В нашем случае это выражается простым соотношением

$$\int_0^T \sin(2\pi f_l t) \sin(2\pi f_k t) dt = 0, k \neq l, \quad (2.2)$$

где T — период символа; f_k, f_l — несущие частоты каналов k и l .

Ортогональность несущих сигналов можно обеспечить в том случае, если за время длительности одного символа несущий сигнал будет совершать целое число колебаний (рис. 2.6).



Рис. 2.6. Ортогональные частоты

Для выполнения условий ортогональности необходимо, чтобы частотный разнос между несущими был постоянен и точно равен значению $\Delta f = 1/T_U$, где T_U — рабочий интервал информационного символа. Это приводит к тому, что нулевые значения функций $\sin x/x$, которыми представлены соседние поднесущие в частотной области, совпадают с максимальным значением каждой из выбранных поднесущих (рис. 2.7).

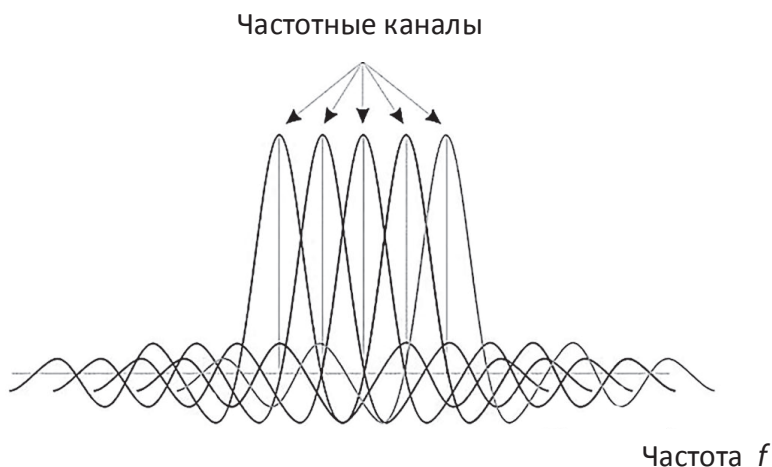


Рис. 2.7. Частотное разделение каналов с ортогональными несущими сигналами

Реализация OFDM

Для реализации OFDM в передающих устройствах используется обратное быстрое преобразование Фурье (IFFT), переводящее предварительно мультиплексированный на N -каналов сигнал из временного представления в частотное (рис. 2.8).

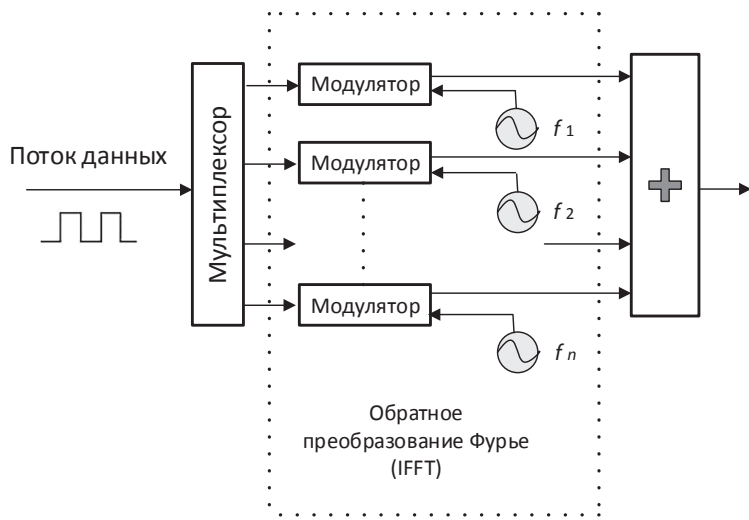


Рис. 2.8. Осуществление обратного быстрого преобразования Фурье для получения N ортогональных частотных подканалов

Обычно при практической реализации модулятора спектр сигнала OFDM формируется на некоторой промежуточной частоте, а затем конвертируется в полосу радиоканала. Преобразования сигналов в демодуляторе приёмника OFDM отличаются использованием прямого преобразования Фурье (FFT) (рис. 2.9).

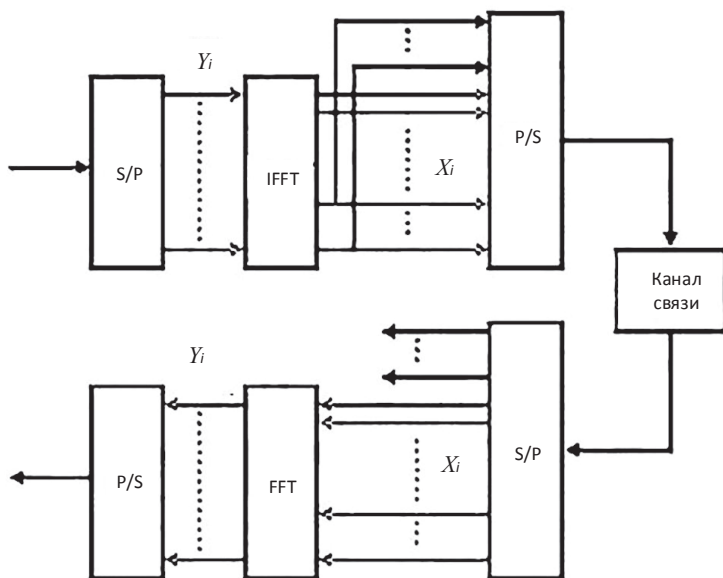


Рис. 2.9. OFDM — передача и прием

Математическое описание

OFDM модуляция предусматривает использование ряда ортогональных поднесущих $f_n(t)$, модуляция которых осуществляется комплексными информационными символами $\dot{F}_n(t)$. Введем интервал времени T_u , на котором поднесущие будут ортогональными. Ортогональность обеспечивается следующими условиями:

$$\int_0^{T_u} f_l(t) f_m(t) dt \begin{cases} = 0, l \neq m, \\ \neq 0, l = m. \end{cases} \quad (2.3)$$

Комплексный информационный модулирующий символ имеет вид

$$\dot{F}_n = F_n e^{j\varphi_n}, \quad (2.4)$$

где F_n — амплитуда символа; φ_n — фаза символа; $n = 0, 1, 2, 3, \dots, (N-1)$.

Непрерывный сигнал на интервале времени T_u , состоящий из N поднесущих $f_n(t) = \cos(2\pi f_n t)$, модулированных символами $\dot{F}_n(t)$:

$$S(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} F_n \cos(2\pi f_n(t) + \pi_n) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \text{Re}(\dot{F}_n e^{j2\pi f_n t}), \quad (2.5)$$

где $f_n(t)$ — частота n -й поднесущей.

Таким образом, для обеспечения ортогональности модулированных поднесущих достаточно выполнения условия

$$f_{n+1} - f_n = \Delta f = 1/T_u. \quad (2.6)$$

Перейдем от непрерывного сигнала к дискретному:

$$T = kT, \quad (2.7)$$

где $k = 0, 1, 2, 3, \dots, (N-1)$.

Период дискретизации выберем из условия

$$T_u/T = N. \quad (2.8)$$

В результате получим форму сигнала:

$$S_k = S(kT) = \frac{1}{N} \text{Re} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{F}_n e^{j2\pi n k \frac{T}{T_u}} = \frac{1}{N} \text{Re} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{F}_n e^{jnk \frac{2\pi}{N}}, \quad (2.9)$$

где S_k — значение сигнала в момент времени kT .

Таким образом, мы перешли от непрерывной формы описания OFDM-сигнала к дискретной. Полученное выражение представляет собой действительную часть обратного дискретного преобразования Фурье. В возбуждителях

30

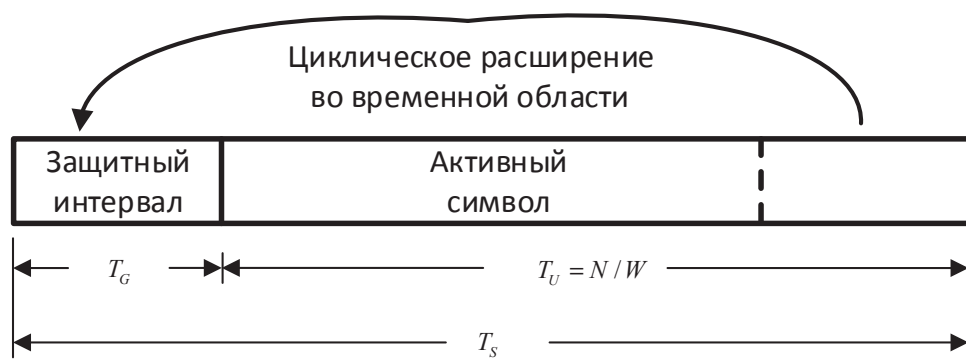


Рис. 2.10. Формирование полного символа OFDM

Охранный интервал (Guard Interval, GI) является избыточной информацией и в этом смысле снижает полезную (информационную) скорость передачи, но именно он служит защитой от возникновения межсимвольной интерференции. Эта избыточная информация добавляется к передаваемому символу в передатчике и отбрасывается при приеме символа в приемнике. Наличие охранного интервала создает временные паузы между отдельными символами, и если длительность охранного интервала превышает максимальное время задержки сигнала в результате многолучевого распространения, то межсимвольной интерференции не возникает (рис. 2.11).

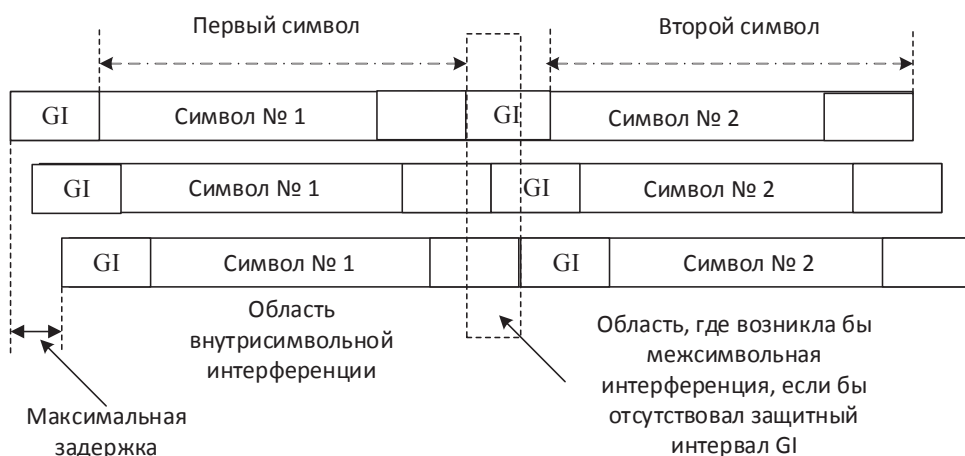


Рис. 2.11. Избежание межсимвольной интерференции за счет использования охранных интервалов

Суммирование нескольких задержанных сигналов с образованием мешающего сигнала, устраняемого за счёт защитного интервала, иллюстрирует рис. 2.12. Помимо основного сигнала, на этом рисунке показаны отражённые эхо-сигналы 1, 2, 3. В приёмник поступает сумма этих сигналов. При выборе времени T_G больше времени импульсной реакции канала или времени задержки распространения МСИ существенно снижается, так как все переходные процессы от нежелательных сигналов завершаются в пределах защитного интервала. Так как введение защитного интервала снижает пропускную способность системы, то обычно на практике его длительность не превышает одной четверти от длительности символа. При этом сам символ имеет длительность 3,2 мкс, а охранный интервал — 0,8 мкс. Таким образом, длительность символа вместе с охранным интервалом составляет 4 мкс.

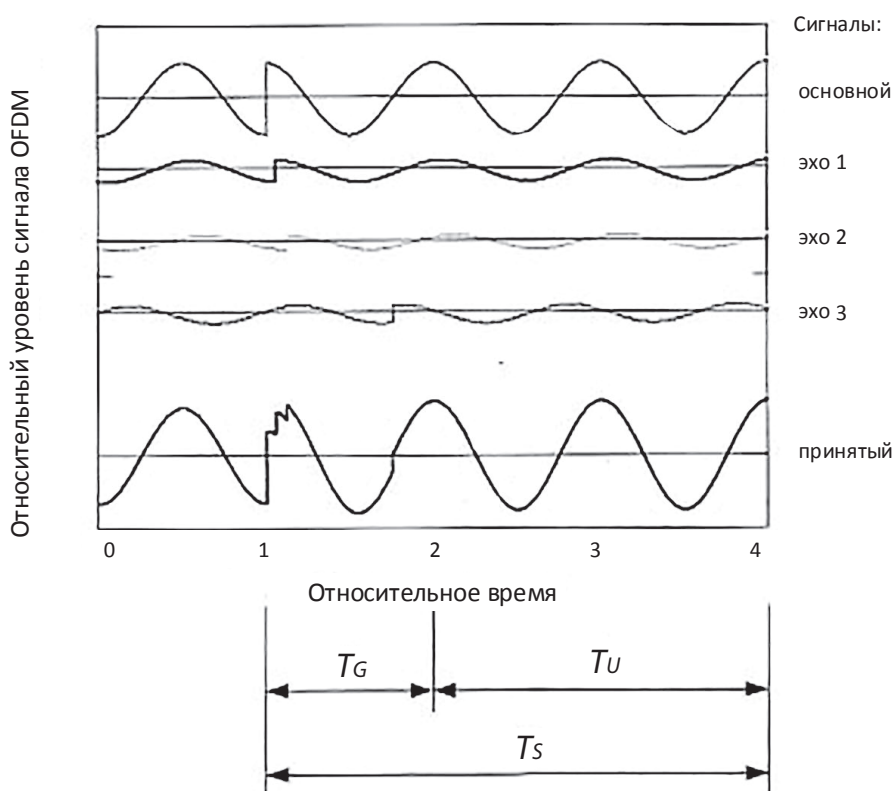


Рис. 2.12. Защитный интервал в символе OFDM

Использование OFDM

Технологии беспроводных сетей

Технология OFDM находит широкое применение в протоколах беспроводной связи, например в стандартах IEEE 802.11a, 802.11g и 802.16.

Стандарт 802.11a предусматривает использование полосы частот 5,15–5,825 ГГц и скорость передачи данных до 54 Мбит/с. Полоса частот поделена на три рабочие зоны, каждая из которых имеет ширину 100 МГц и максимально допустимую мощность излучаемого сигнала.

Стандартом 802.11g предусмотрена передача на скоростях 1, 2, 5,5, 6, 9, 11, 12, 18, 22, 24, 33, 36, 48 и 54 Мбит/с. Некоторые из данных скоростей являются обязательными, а некоторые — опциональными. Кроме того, одна и та же скорость может реализовываться при различной технологии кодирования. Для обязательных скоростей используется только кодирование ССК и OFDM.

Стандарт 802.16 или, как его часто называют, *WiMAX*.

В стандарте 802.16a были выделены три типа физического уровня соединений, различающихся методом модуляции сигнала:

- WirelessMAN-SC — физический уровень с одной несущей частотой;
- WirelessMAN-OFDM — ортогональное частотное разделение на 256 каналов с мультиплексированием. Реализация множественного доступа к среде передачи данных происходит за счет технологии временного разделения (Time Division Multiple Access, TDMA);
- WirelessMAN-OFDMA — ортогональное масштабируемое частотное разделение каналов с мультиплексированием. Используется разделение на 2048 поднесущие частоты. Коллективный доступ к среде передачи данных реализуется за счет объединения нескольких поднесущих частот в один канал передачи и его выделения конкретному получателю (OFD Multiple Access, OFDMA).

Стандарт цифрового эфирного телевидения DVB-T

Стандарт DVB-T для цифрового эфирного ТВ-вещания в диапазоне ДМВ для Европы и других стран был принят в 1996 году. Система DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) была разработана с заложенным свойством существенной гибкости, обеспечиваемой за счет опций выбора широкого набора параметров, в целях адаптации ко всем каналам в режимах работы, включая фиксированный, мобильный и переносной приемы, а также построение одночастотных сетей. Среди всех существующих систем цифро-

вого наземного ТВ-вещания система DVB-T развивается наиболее динамично. Система DVB-T завоевывает все больше сторонников, поскольку обеспечивает высокое качество среди всех возможных применений.

Система DVB-T определяется как функциональный блок оборудования, обеспечивающего адаптацию цифрового ТВ-сигнала, представленного в основной полосе частот на выходе транспортного мультиплексора MPEG-2, с характеристиками стандартного наземного радиоканала вещания, имеющего ширину полосы частот 8 МГц. При этом используется передача сигналов по многочастотной схеме модуляции с частотным распределением ортогональных несущих (OFDM). В одном символе OFDM может содержаться 1705 или 6817 ортогональных несущих с условным наименованием режимов соответственно «2k» или «8k». Каждая из несущих модулируется низкоскоростным цифровым потоком, являющимся частью общего транспортного потока системы, а в качестве первичных видов модуляции для различных условий применения используются форматы QPSK, 16 QAM и 64 QAM.

В ТВ- и радиоканале спектр системы DVB-T за счет использования схемы модуляции OFDM имеет очень хорошую прямоугольность. Полная спектральная плотность мощности модулируемых несущих OFDM является суммой спектральных плотностей мощности множества несущих. Теоретический спектр сигнала OFDM для канала с полосой 8 МГц показан на рис. 2.13, а обобщенная структурная схема системы DVB-T — на рис. 2.14.

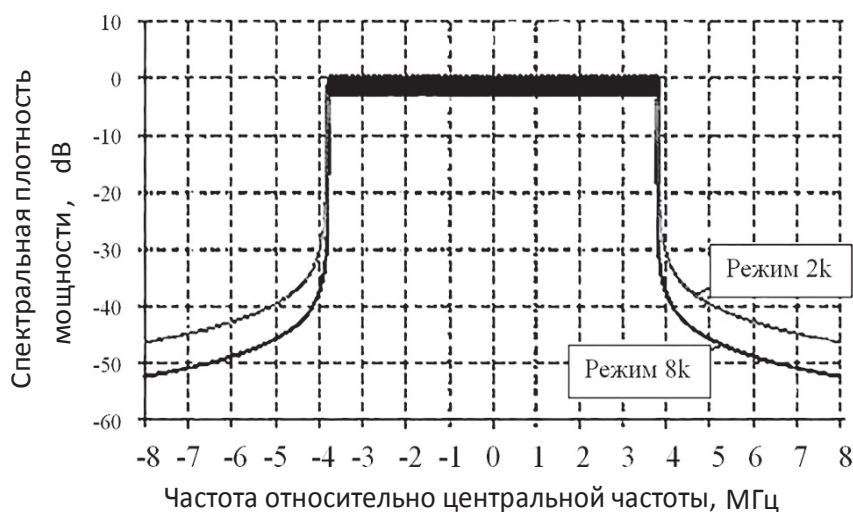


Рис. 2.13. Теоретический спектр сигнала OFDM для канала с полосой 8 МГц

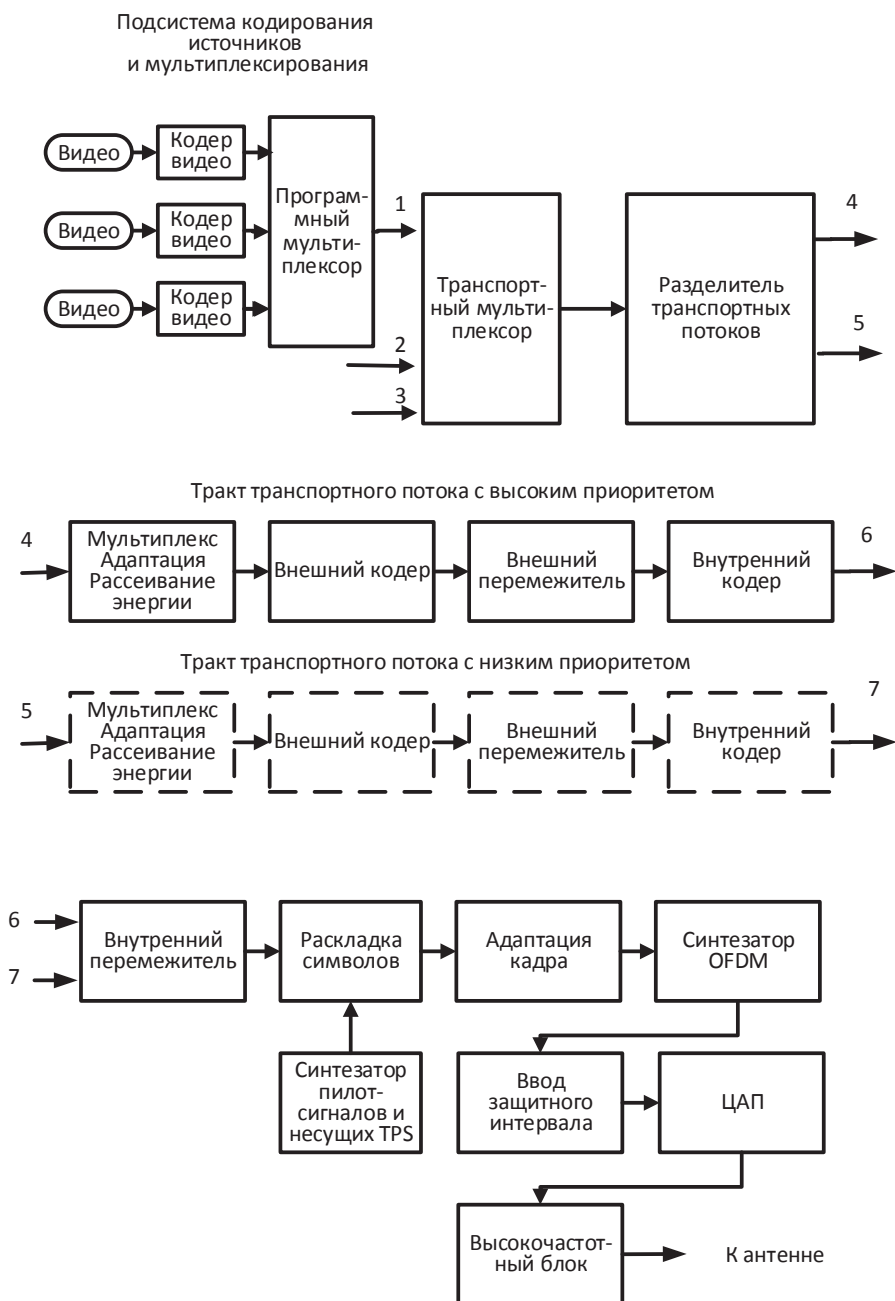


Рис. 2.14. Обобщенная структурная схема системы DVB-T

В системе DVB-T на выходе тракта внешнего кодирования и перемежения образуется поток кодированных пакетов длиной по 204 байта: 1 байт синхронизации, 187 байтов перемеженных данных транспортных пакетов и 16 байтов внешней кодозащиты. После внутреннего кодирования длина пакета возрастает пропорционально выбранной кодовой скорости сверточного кода. Полученный результирующий поток битов в процессе модуляции преобразуется в символы сигнала OFDM, которые организуются в кадры. Четыре кадра образуют один суперкадр. Каждый символ OFDM содержит 6817 несущих в режиме 8k и 1705 несущих в режиме 2k. Число несущих полезных данных является неизменным от символа к символу и за вычетом служебных несущих составляет 6048 несущих в режиме 8k и 1512 несущих в режиме 2k.

Символ OFDM состоит из двух частей: полезной части и защитного интервала. Защитный интервал предшествует полезной части и является циклическим префиксом адекватной по длительности последней части символа. Справочные сведения по параметрам кадра и значениям защитных интервалов в системе DVB-T приведены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Основные эксплуатационные параметры стандарта DVB-T (OFDM)

Параметр	Значение параметра	
	8k	2k
Число несущих в символе OFDM	6817	1705
Число несущих полезных данных в символе OFDM	6048	1512
Длительность полезной части символа OFDM, мкс	896	224
Разнос соседних несущих, Гц	1116	4464
Разнос между крайними несущими в символе OFDM, МГц	7,608258	7,611607
Частота следования символов данных, МГц	6,75	
Ширина полосы частот канала, МГц	6, 7 и 8	
Число битов на символ	2, 4 и 6	
Скорость передачи полезных данных, Мбит/с	4,98–31,67	

Окочание табл. 2.1

Параметр	Значение параметра							
	8k				2k			
Скорость внутреннего кода	1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8							
Модуляция несущих	QPSK, 16QAM, 64QAM							
Относительный защитный интервал T_G/T_U	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
Длительность полезной части символа T_U , мкс	896				224			
Длительность защитного интервала T_G , мкс	224	112	56	28	56	28	14	7
Длительность символа T_s , мкс	1120	1008	952	924	280	252	238	231

Модель VisSim Comm

Тракт передачи данных спецификации 802.11 a

Рассматриваемый тракт (рис. 2.15) представлен в демонстрационном файле **802.11 a OFDM. vsm**; его схема содержит нижеследующие блоки и суб-блоки.

- 1. Источник входных данных 14** (равномерно распределенных случайных символов) **Random Sym 14** с параметрами: число символов (Number of Symbols) — 2, т.е. входные данные являются обычной бинарной последовательностью; режим синхронизации — внутренний (Internal Timing mode); скорость следования символов — 12 Мбит/с (задается переменной BitRate (блоки 9 и 10), имя которой указывается в поле строки Symbol Rate диалогового окна); время старта (Start Time) — 0 с.
- 2. Преобразователь 17** вещественной и мнимой составляющих Re/Im to Cplx OFDM-сигнала в комплекс (без параметров).
- 3. Измеритель 16** комплексного энергетического спектра **Power Spectrum** OFDM сигнала, поступающего на вход z с блока по п. 2. Параметры блока: количество отображаемых точек (FFT Size) — 2 K (2048); количество усредняемых точек перед созданием FFT спектра (Number of

FFT Averages) — 4; единицы измерения частоты (Output Freq. Units) — МГц; единицы измерения мощности (Power Spectrum Units) — дБм (dBm); остальные — по умолчанию.

802.11a OFDM Simulation Example

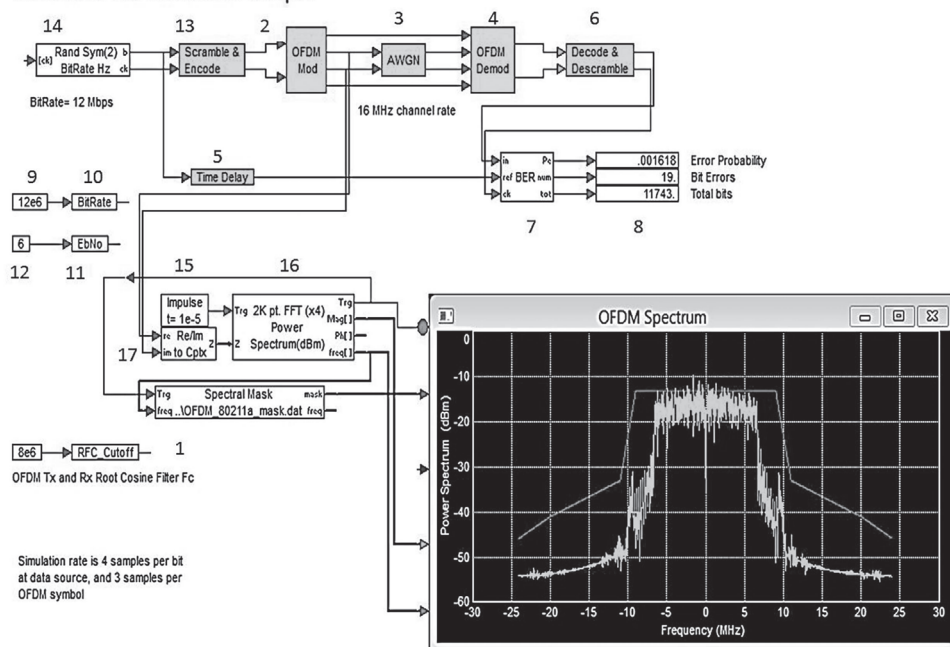


Рис. 2.15. Тракт передачи спецификации 802.11a

4. **Источник 15** одиночного импульса **Impulse** с параметрами: длительность (Impulse Time) — 10 мкс; амплитуда (Amplitude) — 1 В; используется для запуска блока по п. 3.
5. **Измеритель 7** количества ошибочных битов **BER**; параметры: начальная задержка в единицах числа символов (Count Start Delay) — 48 бит (длина информационного блока); режим работы (Output Mode): анализ потока битов (опция Bit Error Rate); количество битов в символе (Bits per Symbol) — 1.
6. **Блок 8** из трех алфавитно-цифровых регистраторов относительной ошибки (**Error Probability**), числа ошибочных битов (**Bit Errors**) и их общего числа (**Total bits**).
7. **Субблок 13 Scramble & Encode** для скремблирования, сверточного кодирования, сжатия, перемежения и группирования входных данных в дибиты (двойные биты) с источника по п. 1; он содержит нижеследующие блоки (рис. 2.16).

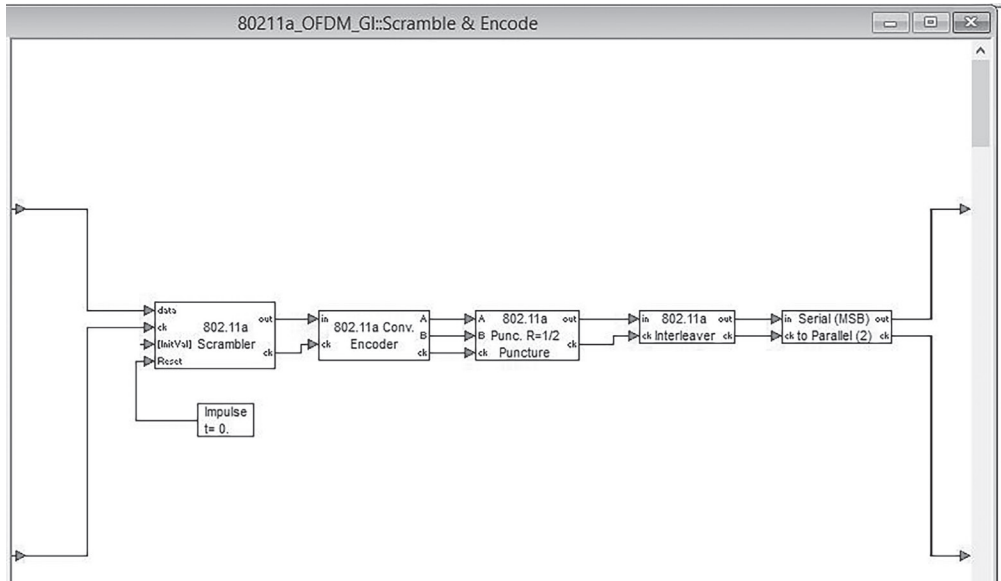


Рис. 2.16. Схема субблока Scramble & Encode

7.1. Скремблер **Scrambler** с 7-разрядным регистром обратной связи. Входы: data — вход данных; ck — вход и выход синхронизации; InitVal — код инициализации регистра (только в режиме Internal); Reset — обнуление регистра (производится одиночным импульсом с генератора **Impulse** в момент запуска моделирования); out — выход. Параметры: Register Initialization — режим синхронизации регистра: внешний (External) (по входу [InitVal]) или внутренний (Internal) с использованием выбранного значения параметра Register Init Value.

7.2. Сверточный кодер **Conv. Encoder** с допустимой длиной кода (Constraint Length) $k = 7$ и скоростью $R = 1/2$.

7.3. Преобразователь **Puncture** выходного сигнала сверточного кодера в последовательный код и его сжатие; скорость выходного кода (Code Rate) — Rate 1/2; скорость входного кода — определяется переменной 10, ее имя Bit Rate заносится в поле строки Input Symbol Rate.

7.4. Перемежитель **Interleaver** и преобразователь **Serial to Parallel** последовательного кода в двухбитовые символы (дибиты).

8. Субблок 2 OFDM Mod для квадратурно-фазовой манипуляции потока дибитов с субблока 13 и их ортогонального разделения. Субблок 2 содержит нижеследующие блоки (рис. 2.17).

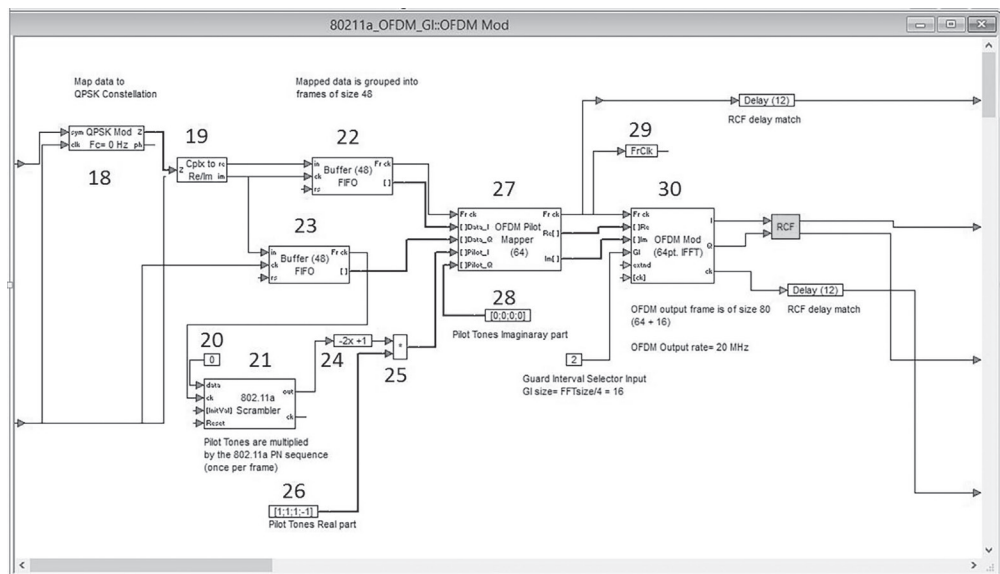


Рис. 2.17. Схема субблока OFDM Mod

8.1. Модулятор 18, выходной комплексный сигнал которого блоком 19 разделяется на два ортогональных сигнала — действительную и мнимую составляющие.

8.2. Буферы 22 и 23 для формирования фреймов (блоков) размером 48 бит для каждой составляющей фазоманипулированного сигнала (определяется скоростью 12 Мбит/с и сопровождающих их тактовых сигналов (выход Fr ck).

8.3. Блок 27 контроля OFDM демодулятора путем анализа составляющих Re (Q) и Im (I), поступающих с буферов 22 и 23, и сопоставления полученных данных с данными контрольного пилот-сигнала, действительная часть которого формируется источником 28 4-элементного векторного сигнала, а мнимая — источником 26, выходной вектор которого перемножается в блоке 25 с тактовым скалярным сигналом блока 23 после его скремблирования в блоке 21 при нулевом входном сигнале (блок 20) с последующим усилением с инвертированием и смещением в блоке 24. Формируемый на выходе блока 27 тактовый сигнал фрейма передается переменной 29, с помощью которой он может быть использован в других узлах.

8.4. OFDM-модулятор 30, работающий в режиме без охранного интервала (Guard Interval) либо с охранным интервалом и формирующий 52 поднесущих (из 64 возможных, определяемых параметром FFT Size — количеством выборок обратного БПФ). Причем из этого количества только 48 используются для переноса фрейма данных размером в 48 бит. Выходной Q/I-сигнал модулятора поступает в гауссов канал 3 и через блок 17 — на анализатор

спектра. Как видно из его осциллограммы, полоса частот модулированного OFDM-сигнала составляет 48 МГц.

9. AWGN — субблок 3 гауссова канала в нижеследующем составе (рис. 2.18).

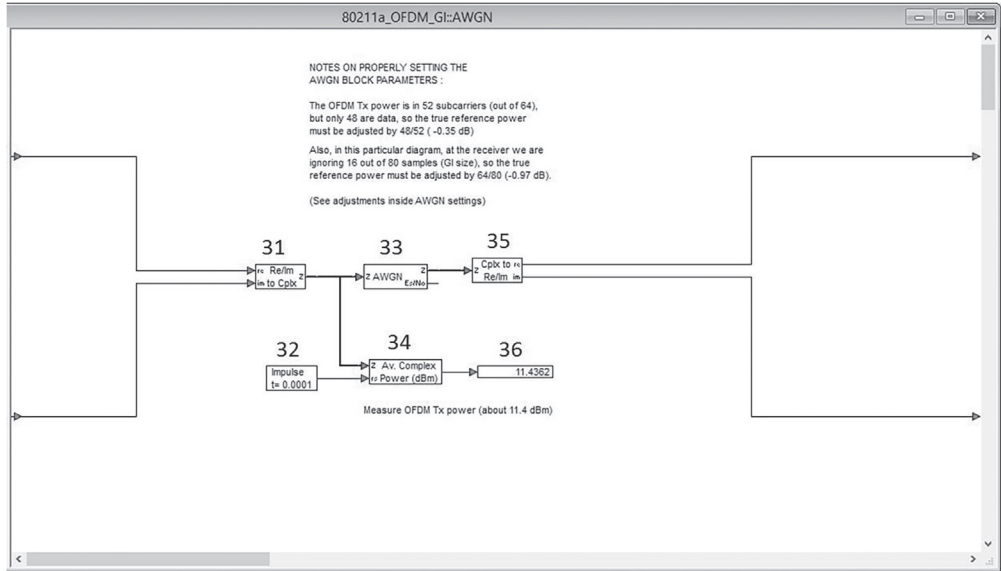


Рис. 2.18. Схема субблока AWGN

9.1. **Преобразователь 31** Q/I-сигнала в комплексный, мощность которого измеряется блоками 34 и 36 спустя 0,0001 с после начала моделирования (задается блоком 32) и составляет 12,10847 дБм.

9.2. **Гауссов канал 33** с преобразователем комплексного выходного сигнала в Q/I-составляющие. В диалоговом окне блока 33 значение параметра **Ref. Average Complex Signal Power** (значение средней мощности сигнала, принимаемое в качестве опорного при определении отношения E_s/N_0) определяется показаниями регистратора 36. Однако показания корректируются с учетом того, что из формируемых 52 поднесущих информационным сигналом используется только 48, т. е. из показаний вычитается значение $10 \log_{10} (48/52) \approx 0,35$ дБм.

Кроме того, поскольку дибит представляется тремя уровнями, то полезный (информационный) сигнал занимает только одну треть (16 МГц) полосы в 48 МГц для всех несущих модулятора, и при установке параметра E_s/N_0 используется значение $(E_b/N_0 + 10 \log 3) = (E_b/N_0 + 4,77)$ дБ, где E_b/N_0 — значение отношения сигнал/шум для битов, задаваемое блоками 11 и 12 на рис. 2.15.

Заметим также, что параметр **Symbol Rate** (частота следования символов) задается в диалоговом окне блока 33 вводом имени переменной 10.

- 10. Субблок 4 демодулятора (OFDM Demod)** (рис. 2.19) предназначен для демодуляции OFDM-сигналов, поступающих с субблока 3 канала передачи. Он содержит OFDM-демодулятор 39 с его контроллером 40 (значение параметра $k = 0$ указывает на отсутствие защитного интервала, значение $k = 16$ — на его наличие), преобразователи 42, 43 параллельного кода в последовательный с последующим преобразованием в блоке 44 в комплексный сигнал и детектор 45 фазоманипулированных сигналов.

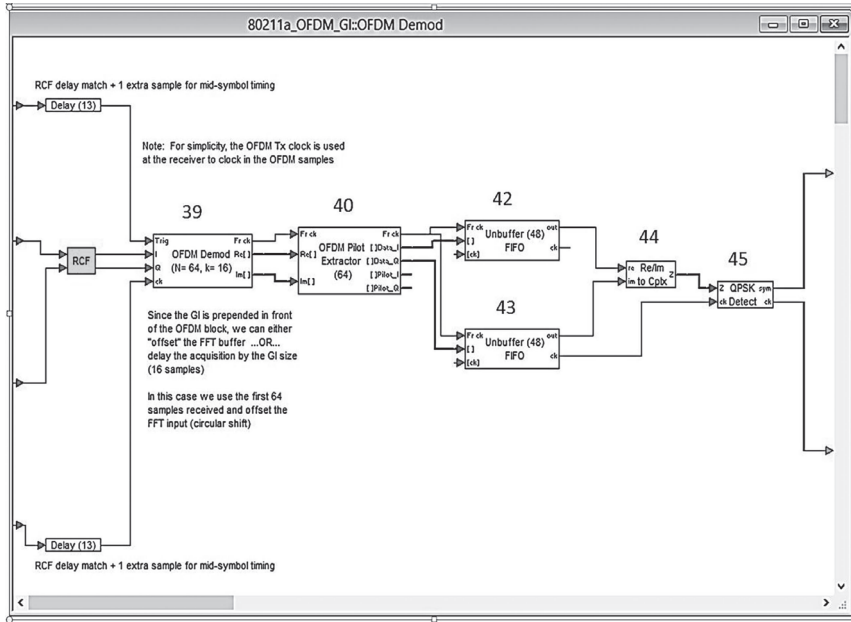


Рис. 2.19. Схема субблока OFDM Demod

- 11. Субблок 6 Decode & Descramble** (рис. 2.20)

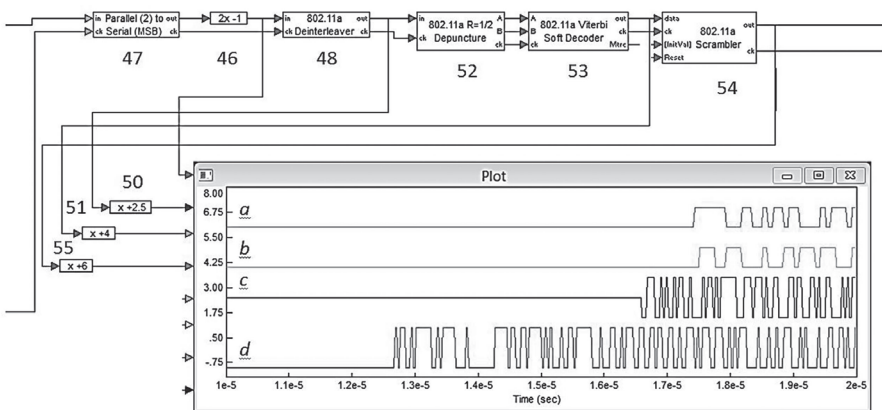


Рис. 2.20. Схема субблока Decode & Descramble

12. **Субблок** содержит блоки 47 и 46 для преобразования дибитов в двухполярные биты (осциллограмма *d*), блок 48 для их дегермежирования (осциллограмма *c*), блок 52 для декомпрессии, блок 53 мягкого декодирования (осциллограмма *b*) и блок 54 дескремблирования (осциллограмма *a*).
13. **Субблок 6 задержки Time Delay** исходного сигнала для проведения анализа в блоке 7. Время задержки в единицах числа символов складывается из задержки в кодере (1 симв), перемежителе (48 симв), дегермежителя (48 симв), декодере Витерби (9 симв), в буферах (48 симв), в OFDM-демодуляторе (48 симв), что в сумме составляет 203 символа, или 812 шагов модельного времени (из расчета, что символ представляет двухбитную конструкцию — 00, 01, 10 или 11).

Тракт передачи данных 802.11 а с защитным интервалом Simulation Example with Guard interval (GI) Use

Рассматриваемый тракт представлен в демонстрационном файле 802.11a, его схема отличается от аналогичной схемы (рис. 2.15) **параметрами модулятора и демодулятора**. Это отличие заключается в **использовании защитного интервала, в результате чего размер фрейма на выходе модулятора увеличивается до 80 бит** (на 16 бит больше, чем в демонстрационном файле 802.11a OFDM.vsm) при том же количестве (48) информационных битов. При этом скорость потока на выходе модулятора возрастает с 16 до 20 МГц.

На приемной стороне перед операцией прямого БПФ защитный интервал исключается. Это достигается установкой в диалоговом окне OFDM-демодулятора значения параметра FFT Wraparound Offset равным 16.

Используя путь C:\Program Files (x86)\Vissim60\Comm Examples\Wireless\802.11a_OFDM, можно открыть четыре демонстрационных примера:

- 1) 802.11a OFDM Simulation Example with Guard Interval (GI) Use;
- 2) 802.11a OFDM Simulation Example;
- 3) OFDM BER Performance (without 802.11a encoding and scrambling);
- 4) OFDM BER Example with Guard Interval (without 802.11a encoding and scrambling).

Два последних отличаются от рассмотренных выше отсутствием блоков кодирования — декодирования и скремблирования (рис. 2.21).



.....

- 45

Глава 3. Канальное кодирование.

Коды Рида — Соломона

Канальное кодирование позволяет восстанавливать поврежденную при передаче информацию. Это достигается введением в сигнал некоторой избыточности, которая значительно меньше, чем устраняемая при кодировании источника. Канальное кодирование обеспечивает повышение помехоустойчивости при передаче сигналов по каналу связи. Используя корректирующие коды, можно обеспечить заданную помехоустойчивость при меньших отношениях сигнал/помеха по сравнению с системой связи без кодирования. При этом информацию можно передавать в более узкой полосе частот.

В настоящее время известно большое число различных кодов. Из наиболее перспективных с точки зрения практического использования являются **блоковые коды**. Среди этих кодов отметим делимые коды с достижимым максимальным расстоянием. К ним относятся некоторые коды Боуза — Чоудхури — Хоквингема (БЧХ) и коды Рида — Соломона (РС).

Коды Рида — Соломона

Коды Рида — Соломона относятся к разновидности недвоичных линейных циклических кодов. При применении кодов Рида — Соломона цифровой поток делится на группы по K байтов в каждой. К каждой из таких групп добавляется избыточная информация, в результате чего длина слова увеличивается и становится равной N байтам. **Такая измененная группа байтов, состоящая из N байтов, называется кодовым словом, а само кодирование для краткости записывается в виде (K, N) .**

В DVB используются коды Рида — Соломона, которые можно записать в виде $(188, 204)$. Таким образом, группы байтов исходного потока содержат 188 байтов, и к каждой из них добавляется 16 байтов, которые позволяют ис-

правлять возможные ошибки передачи исходного цифрового потока. Группы байтов потока называются начальными группами.

Код Рида — Соломона называется **циклическим**, поскольку он применяется к последовательным группам цифрового потока, состоящим из K байтов.

То, что код называется **недвоичным**, означает, что входящая битовая последовательность интерпретируется не как последовательность 0 и 1, т. е. битов, а как последовательность байтов, которые алгоритмом кодирования представляются в виде чисел (таким образом, первый байт равен, допустим, 15, второй — 255 и т. п.).

Каждую **начальную группу** можно представить в виде вектора, координатами вершины которого являются K величин, составляющих кодовое слово:

$$V = (1\text{-й байт}, 2\text{-й байт}, 3\text{-й байт}, \dots, 188\text{-й байт}).$$

Таким образом, пространство векторов начальных групп имеет 188 измерений.

Аналогично в виде вектора можно определить **кодовое слово**. Вершина вектора кодового слова будет определяться величинами, количество которых равно 204. Таким образом, пространство кодовых векторов имеет 204 измерения.

То, что код называется **линейным**, означает, что множество начальных групп представляет собой 188-мерное линейное подпространство 204-мерного пространства кодовых слов.

Теория говорит также о том, что для **корректировки одного ошибочного байта необходимы два байта избыточной информации**. Таким образом, применяемый в цифровом телевидении код Рида — Соломона способен помочь восстановить 8 байтов информации:

$$(204 - 188) / 2 = 8 \text{ байтов.}$$

Итак, в цифровом телевидении DVB-T используется код Рида — Соломона, размер начальной группы равен 188 байтов, размер кодового слова равен 204 байта, возможна коррекция до 8 последовательных ошибок включительно. Данное обстоятельство записывается следующим образом:

$$RS(204, 188, t = 8).$$

Коды Рида — Соломона применяются ко всем байтам цифрового потока, включая синхробайты и инвертированные синхробайты.

Модель VisSim Comm

В рассматриваемом примере (файл Reed Solomon.vsm) используется код Рида — Соломона (RS (204, 188)).

Схема модели кодера (рис. 3.1):

1) источник 9 равномерно распределенных случайных символов (осциллограмма 1а) с параметрами: скорость следования символов (Symbol Rate) — 100 симв/с; число битов (уровней) в символе (Number of Symbols) — $256 = 2^m$, где $m = 8$ — параметр кодера, определяющий максимальную разрядность преобразуемого кода;

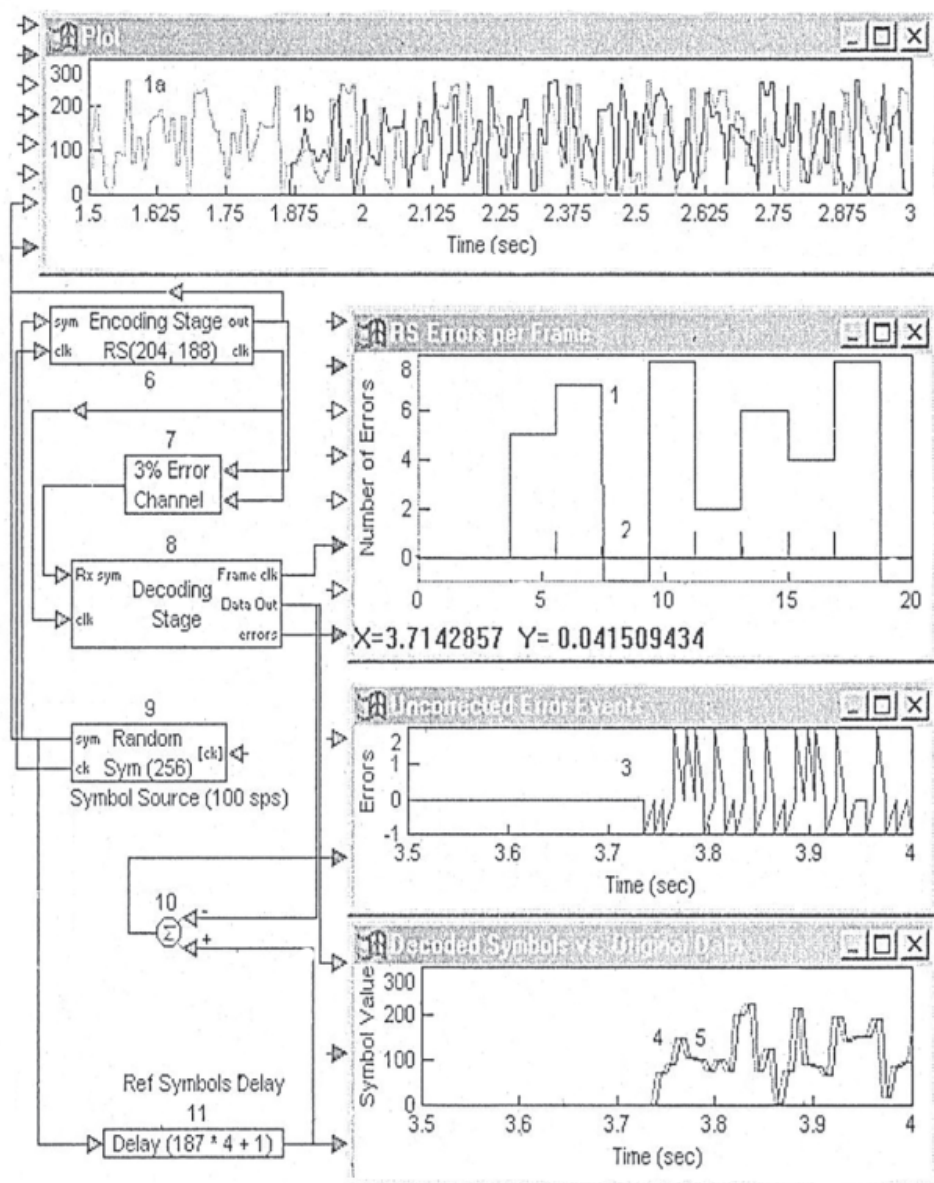


Рис. 3.1. Схема модели кодера Рида — Соломона

2) субблок кодера 6, содержащий (рис. 3.2, *а*) буфер 12 типа FIFO (First In First Out — первым вошел и первым вышел), кодер 13 и буфер 14. Буфер 12 объемом 188 информационных битов при скорости 100 симв/с заполняется через $(k - 1)/100 = 187/100 = 1,87$ с, после чего формируется тактовый импульс фрейма **Fr ck**, под действием которого накопленные данные параллельным кодом по шине передаются на кодер 13. Закодированные данные объемом n бит с выхода кодера через 1,87 с начинают поступать на вход 14, где преобразуются из параллельных в последовательные (осциллограмма *lb* на рис. 3.1);

3) субблок 7 канала передачи, имитирующий (рис. 3.2, *в*) бинарным симметричным каналом 19 с вероятной ошибкой передачи 3 %. Канал работает в пассивном режиме: на его вход **in** подается нулевой сигнал с блока 18. Формируемый на его выходе шумовой сигнал складывается с информационным в сумматоре 20 и затем ограничивается блоком 21 с нулевым нижним (Lower Bound) и 255 верхним (Upper Bound) уровнями ограничения, что соответствует диапазону уровней, генерируемых источником 11;

4) субблок декодера 8, содержащий (рис. 3.2, *б*) буфер 15 типа FIFO, но объемом уже 204 бит (сумма информационных и проверочных). Поскольку частота тактовых сигналов на выходе **ck** блока 14 несколько выше 100 Гц, то буфер 15 заполнится также через 1,87 с, т. е. суммарная задержка информационного сигнала составляет 3,74 с, что, с учетом безынерционности декодера 16 и преобразователя 17, близко к измеренному значению (см. осциллограмму 1 на рис. 3.1). Значение же задержки на значке блока 11 дано в шагах модельного времени.

По осциллограммам декодированного 4 и исходного 5 сигналов (рис. 3.1) достаточно трудно судить об эффективности кодека. Для этого в модели декодера предусмотрен выход **err**, сигнал с которого, сопровождаемый тактовыми сигналами фрейма (осциллограмма 2 на рис. 3.1), позволяет получить зависимость количества ошибок от номера фрейма (осциллограмма 1), а сопровождаемых тактовыми сигналами символов — от числа (осциллограмма 3). Причем на этих осциллограммах сигналы с уровнем -1 означают наличие неисправленных ошибок в фрейме, а для осциллограммы 3 — их количество в символах (точнее, в числе тактовых импульсов, заполняющих осциллограмму 1 с помощью сумматора 10).

Под фреймом (кадром) понимается блок данных фиксированного формата, передаваемый по каналу связи и имеющий в своем составе управляющую информацию, например адреса и контрольную сумму для обнаружения ошибок. Размер и содержимое определяются соответствующим протоколом.

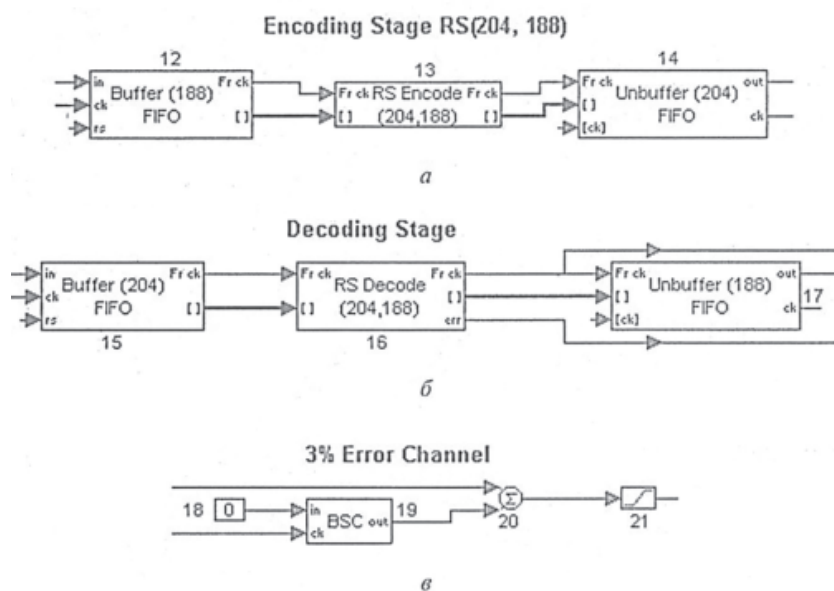


Рис. 3.2. Субблоки модели

На рис. 3.3 представлено количество исправленных ошибок в каждом фрейме для трех экспериментов при вероятности ошибки в канале 3%. Ошибки были во всех 27 фреймах. Более 8 ошибок применяемое кодирование не позволяло исправить. Общее количество исправленных фреймов составило 22, т.е. 81,5%.

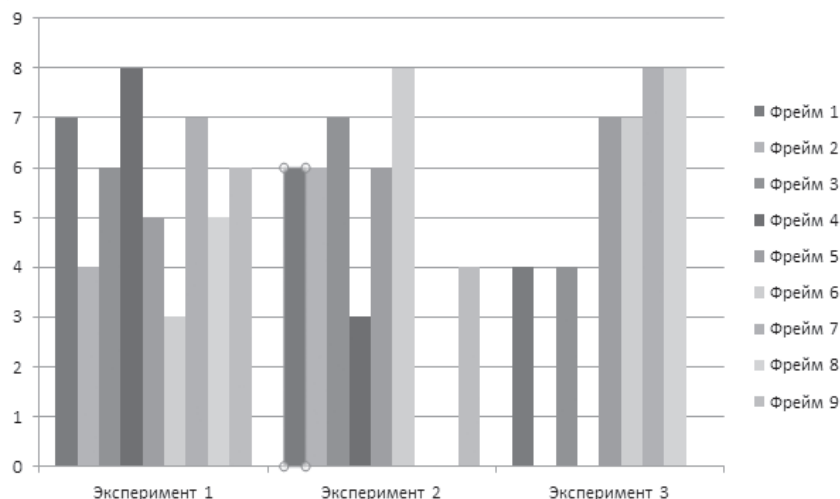


Рис. 3.3. Количество исправленных ошибок в фрейме при вероятности ошибки в канале 3%

Контрольные вопросы

1. С какой целью применяется канальное кодирование?
2. Как организован цифровой поток в случае применения кода Рида — Соломона?
3. Применяются ли коды Рида — Соломона к синхробайтам?
4. Опишите схему модели кодека Рида — Соломона.
5. Что понимается под фреймом данных?
6. Почему кодек Рида — Соломона не исправляет фреймы, в которых более 8 ошибок?

Глава 4. Особенности передачи сигналов цифрового телевидения по эфирным каналам связи

Основные требования к системам передачи

К основным требованиям к системам передачи относятся обеспечение высокой помехоустойчивости и высокая эффективность использования полосы частот канала связи.

Цифровая информация передается в виде двоичных символов — единиц и нулей. В результате действия помех отдельные двоичные символы могут быть приняты с ошибкой. Интенсивность ошибок характеризуется их относительной частотой (вероятностью того, что принятый двоичный символ ошибочен). Эта величина обычно называется BER (Bit Error Rate). В существующих каналах передачи значение ошибки может составлять 10^{-4} — 10^{-5} BER. При скоростях передачи данных в десятки мегабитов в секунду каждую секунду происходят сотни ошибок. Помехоустойчивость обеспечивается применением **корректирующих кодов** (помехоустойчивым кодированием). В вещательном телевидении для исправления ошибок используется каскадный код.

Для передачи телевизионного сигнала без сжатия информации потребовалась бы полоса частот порядка 120 МГц. Цифровые системы открывают широкие возможности обработки ТВ-сигнала в цифровой форме **для устранения в нем статистической и физиологической избыточности перед передачей по каналу связи**, т. е. обеспечивают высокую степень сжатия видеoinформации (с 216 Мбит/с до 1,5—15 Мбит/с), что позволяет уже сейчас передавать в стандартном радиоканале с полосой пропускания 8 МГц сигналы трех-четырёх ТВ-программ в наземном ТВ-вещании и до 10 программ через один

ствол спутникового канала связи или одну программу телевидения высокой четкости (ТВЧ).

Сжатие информации осуществляется при **кодировании источника**. Для повышения помехоустойчивости производится **канальное кодирование**.

В системах **наземного ТВ-вещания** существуют наиболее тяжёлые условия приёма сигналов, особенно на подвижных объектах. Для достижения необходимого качества приёма в ряде систем применяют очень сложные методы модуляции и канального кодирования. Используются **частотно-эффективные методы манипуляции, позволяющие увеличить скорость передачи информации в заданной полосе частот**. К способам **многопозиционной модуляции**, используемым в системах цифрового телевидения, относятся квадратурная амплитудная модуляция QAM, квадратурная фазовая манипуляция или четырехпозиционная фазовая манипуляция QPSK, частотное уплотнение с ортогональными несущими OFDM и восьмиуровневая амплитудная модуляция с частично подавленной несущей и боковой полосой частот 8-VSB.

В современных системах радио- и телевизионного цифрового вещания используются **широкополосные многочастотные сигналы**, каждый из которых представляет ансамбль, состоящий из большого числа ортогональных частотно-разделенных несущих, причем сигнал одновременно передается на всех этих несущих. При использовании N несущих распараллеливание информации позволяет увеличить тактовый интервал в N раз, что кардинальным образом уменьшает **вероятность возникновения межсимвольных искажений**.

Адаптация и рандомизация

В цифровом эфирном телевидении при подготовке сигнала последовательно применяются следующие операции:

- адаптация и рандомизация;
- каскадное кодирование с перемежением;
- многопозиционная манипуляция;
- модуляция COFDM.

Цель **рандомизации** — превратить цифровой сигнал в квазислучайный, и тем самым решить две задачи:

- создать в цифровом сигнале достаточно большое число перепадов уровня и обеспечить возможность выделения из него тактовых импульсов (такое свойство сигнала называется самосинхронизацией);
- получить более равномерный энергетический спектр излучаемого радиосигнала. Благодаря этому минимизируется мешающее действие радиосигнала цифрового телевидения по отношению к аналоговому

телевизионному сигналу, излучаемому другим передатчиком в том же канале.

Рандомизация осуществляется путем сложения по модулю 2 (т. е. посредством логической операции «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ») цифрового потока данных и двоичной псевдослучайной последовательности PRBS (Pseudo Random Binary Sequence), генерируемой регистром сдвига. Перед рандомизацией транспортный поток MPEG-2-TS подвергается адаптации. Поток данных представляется в виде пакетов длиной 188 байтов, которые объединяются в группы (по 8 пакетов). Каждый пакет начинается с синхробайта (число 47 в шестнадцатеричной форме). Для выделения группы синхробайт первого пакета инвертируется.

При приеме абонентским устройством **производится обратная рандомизация операции** и транспортный поток MPEG-2-TS восстанавливается в первоначальном виде. Восстановление исходных данных осуществляется с помощью такого же генератора псевдослучайной последовательности, который инициализируется в начале каждой группы из восьми пакетов адаптированного транспортного потока. На начало группы указывает инвертированный синхробайт пакета.

Каскадное кодирование с перемежением

Операция применения каскадного кода с перемежением включает четыре этапа:

- применение кодов Рида — Соломона (внешнее кодирование);
- внешнее перемежение (интерливинг);
- применение сверточного кода (внутреннее кодирование);
- внутреннее перемежение (интерливинг).

Возникающие в канале связи ошибки могут быть одиночные и групповые (пакетные). Одиночные ошибки не зависят друг от друга. Групповые ошибки искажают одновременно несколько соседних двоичных символов. Совершенные корректирующие коды позволяют не только обнаруживать или маскировать ошибки, но и исправлять их.

Число ошибок, которые корректирующий код может исправить в одной кодовой комбинации, называют **корректирующей способностью кода**.

Для уменьшения влияния групповых ошибок при передаче используется **скремблирование** (перемежение, перемешивание, интерливинг) данных, а при приеме — **дескремблирование**.

Сначала применяются **блоковые коды** Рида — Соломона (недвоичный код). Эта операция называется **внешним кодированием**.

При **блоковом кодировании** поток информационных символов делится на блоки фиксированной длины, к которым в процессе кодирования добавляется некоторое количество специально рассчитанных проверочных символов, причем каждый блок кодируется независимо от других.

Защищаются все **188 байт** транспортного потока, включая байт синхронизации. В процессе кодирования к ним добавляется 16 проверочных байтов, за счет чего длина кодового слова достигает 204 байтов. Это позволяет исправлять до 8 ошибочных байтов при приеме.

Код Рида — Соломона записывается в виде RS (204, 188, 8), где 188 — количество информационных байтов в пакете транспортного потока MPEG-2, 204 — количество байтов в пакете после добавления проверочных символов, 8 — минимальное кодовое расстояние между допустимыми кодовыми комбинациями.

В приемнике для каждого принятого транспортного пакета находятся два полинома: **локатор**, корни которого показывают положение ошибок, и **корректор**, показывающий значения ошибок. Ошибки корректируются, если это возможно. Если же коррекция невозможна (ошибочных байтов более 8), данные в пакете не изменяются, а сам пакет помечается путем установки флага (первый бит после синхробайта).

После внешнего кодирования выполняется операция, которая называется **внешним перемешиванием** или внешним интерливингом. Байты потока представляются по определенному алгоритму. Синхробайты транспортного потока и инвертированные синхробайты транспортного потока интерливингу не подвергаются. Длинные пакетные ошибки, обусловленные шумами и помехами в канале связи и искажающие последовательно идущие байты перестановленных данных, в результате обратного перемежения в приемнике разбиваются на небольшие фрагменты и распределяются по разным кодовым словам кода Рида — Соломона. В каждое кодовое слово попадает лишь малая часть пакетной ошибки, с которой справляется система обнаружения и исправления ошибок.

После внешнего интерливинга выполняется **внутреннее кодирование FEC** (Forward Error Correction — упреждающая коррекция ошибок). Задача внутреннего кодирования — добавить дополнительную устойчивость к селективному затуханию сигнала (fading). Для внутреннего кодирования используется пунктурный сверточный код (punctured convolutional code). Декодер этого кода, размещенный в абонентском устройстве, называется **декодером Витерби**.

Сверточные коды основаны на преобразовании входной бесконечной последовательности двоичных символов в выходную бесконечную последовательность двоичных символов, в которой на каждый символ входной последовательности приходится более одного символа. Увеличение количества передаваемых символов характеризует скорость кода $R = k/n$, где k — число

бит входной последовательности, преобразуемых в n бит выходной последовательности. Для преобразования используются сдвиговый регистр, сумматоры по модулю два и коммутатор.

Важный параметр сверточных кодов — **кодирование ограничение**. Этот параметр показывает, сколько групп по k бит содержится в сдвиговом регистре, т. е. одновременно участвует в формировании выходной последовательности.

Алгоритм Витерби — это алгоритм максимального правдоподобия для декодирования сверточных кодов, основанный на использовании вероятностных характеристик принимаемых сигналов. Он позволяет из множества возможных путей, приводящих к последнему декодируемому символу, выбрать относительно небольшое число путей, являющихся наиболее правдоподобными, и определить правильное значение символа исходной последовательности. Декодирование может иметь как **жесткое**, так и **мягкое решения**. В случае жесткого решения о принятых сигналах выбирается кодовое слово, отличающееся от принятого слова в наименьшем числе символов. При мягком решении используется информация об апостериорной вероятности принимаемых символов. Одной из особенностей мягкого алгоритма является то, что сложность реализации декодера мало отличается от сложности реализации декодера с жестким решением. Недостатком является экспоненциальный рост сложности декодера в зависимости от длины кодового ограничения, которая по этой причине должна быть ограничена значением, примерно равным десяти.

Для упрощения алгоритма Витерби при использовании высоких кодовых скоростей используют «проколотые» коды, получаемые **выкалыванием** (перфорацией) некоторого исходного сверточного кода с кодовой скоростью $1/2$. Процедура выкалывания состоит в удалении из исходного кода некоторых символов на заданных позициях.

После выполнения внутреннего кодирования используется **внутренний интерливинг**. Внутренний интерливинг — сложный многоступенчатый процесс. Внутреннее перемежение в стандарте DVB-T тесно связано с модуляцией несущих колебаний. Оно фактически является частотным перемежением, определяющим перемешивание данных, которые модулируют разные несущие колебания.

Сигнальное созвездие

После того как канальное кодирование выполнено, получается **цифровой символ данных** — последовательность пар чисел (Im , Re), которые являются

координатами точек на **модуляционном созвездии**. Созвездие (constellation) — это изображение значений символов модуляции на плоскости комплексных чисел.

Эти пары являются мнимой и действительной частью комплексного числа C , т.е. каждой **отдельной точке сигнального созвездия** может быть сопоставлено **комплексное число**, которое используется для формирования **модуляционных символов** в соответствии с используемым способом модуляции несущих. На рис. 4.1 показано сигнальное созвездие, соответствующее модуляции КАМ-16. Каждая из 16 точек созвездия передает четыре бита информации.

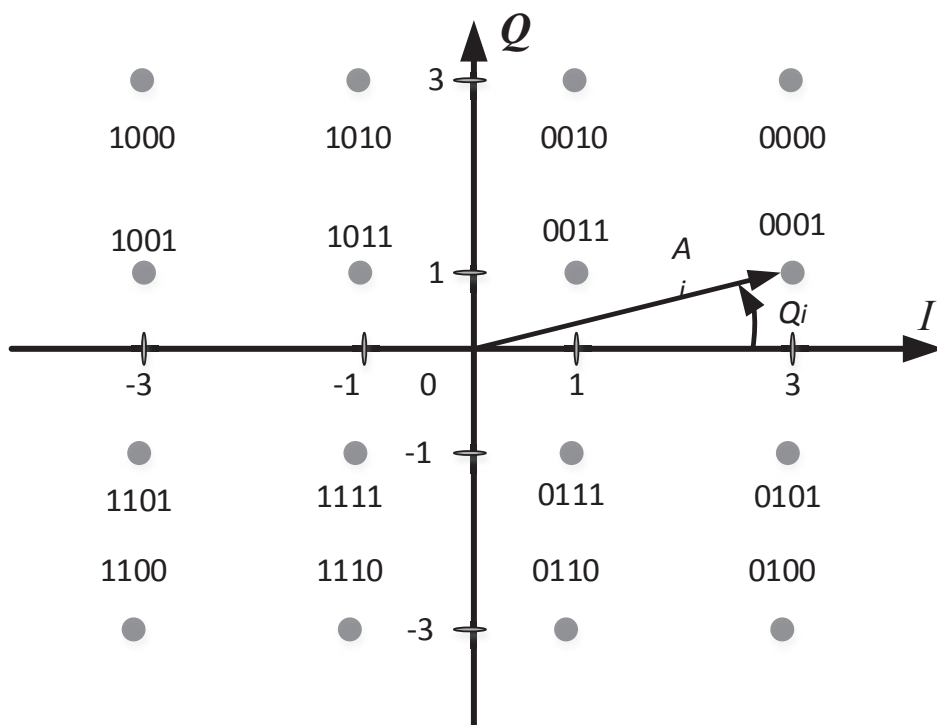


Рис. 4.1. Векторная диаграмма возможных состояний сигнала при КАМ-16

Числа в обозначении типа модуляции означают количество вариантов суммарного сигнала. В модуляции КАМ-64 (рис. 4.2) количество вариантов равно 64, несущая может иметь 9 значений амплитуды и 48 значений фазы. Каждый сигнал передает 6 битов информации, например 101010.

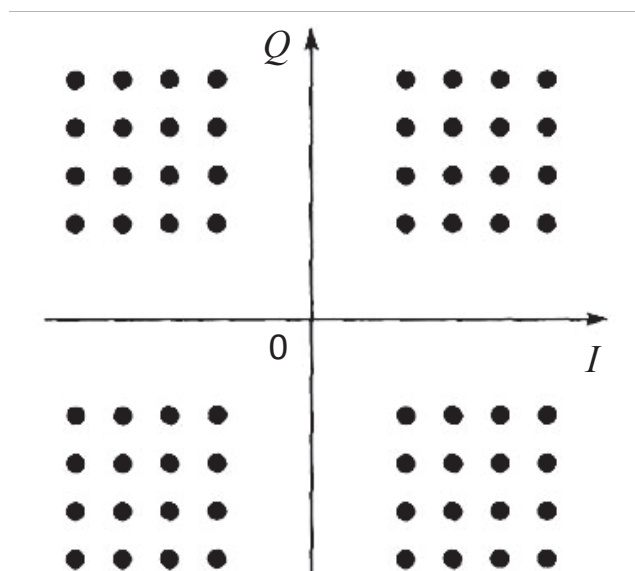


Рис. 4.2. Векторная диаграмма возможных состояний сигнала при КАМ-64

На рис. 4.3 приведена схема каскадного кодирования — декодирования информации при двух операциях кодирования — внешней и внутренней.

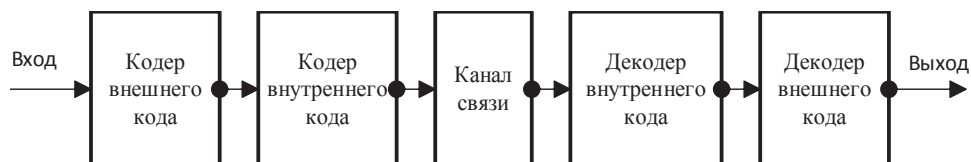


Рис. 4.3. Схема каскадного кодирования — декодирования

Кодер и декодер, сопряженные соответственно с модулятором и демодулятором, т. е. находящиеся внутри цепи кодирования, называются **внутренним кодеком**. Первый кодер и последний декодер в цепи каскадного кодирования называются **внешним кодеком**. Внутреннее перемежение осуществляется не только по времени, но и по частоте.

Многопозиционная манипуляция

Если сообщения передаются двоичными символами, скорость передачи данных не может превышать барьера Найквиста — 2 бит/с. Для повышения эффективности использования полосы частот каналный символ должен со-

держат по возможности больше битов передаваемой информации. В связи с этим используют **квадратурную многопозиционную амплитудную или фазовую манипуляцию** (рис. 4.4).

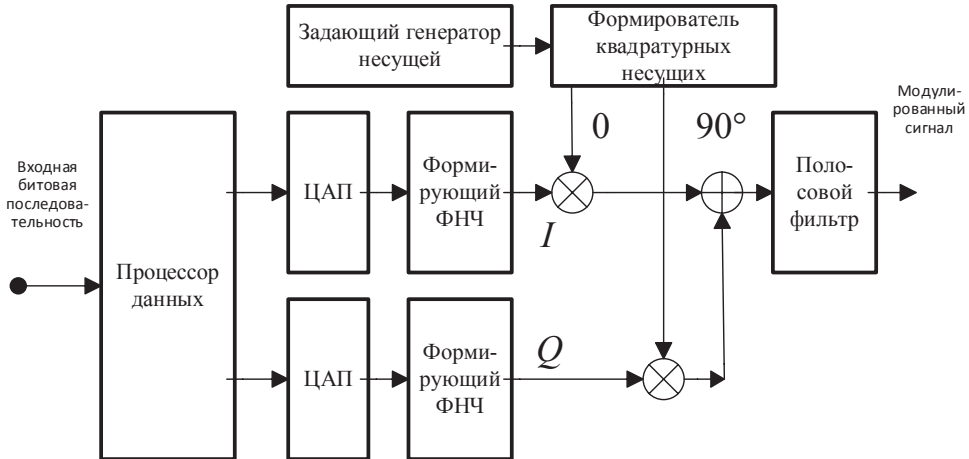


Рис. 4.4. Структурная схема модулятора КАМ-16

Сигнал квадратурной модуляции представляет собой сумму двух ортогональных несущих (косинусоидальной и синусоидальной), амплитуды которых принимают независимые значения.

Если для сигналов S_1 и S_2 выполняется условие

$$\int_{t_1}^{t_2} s_1(t) s_2(t) dt = 0,$$

то эти сигналы называются **ортогональными** на указанном интервале времени. Ортогональные сигналы могут быть разделены в приемнике, даже если их спектры перекрываются.

С точки зрения помехоустойчивости важно сохранить достаточно большое минимальное расстояние между двумя соседними точками в фазово-амплитудном пространстве. Это условие выполняется при размещении сигнальных точек в узлах квадратной решетки сигнального созвездия, как показано на рис. 4.1, 4.2.

Частотное уплотнение с ортогональными несущими

В европейской системе наземного цифрового телевидения используется частотное уплотнение с ортогональными несущими OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Высокоскоростной последовательный по-

ток разделяется на большое число низкоскоростных потоков, передаваемых на отдельных ортогональных несущих. Подобно квадратурной модуляции, способ OFDM использует ортогональные несущие, но, в отличие от квадратурной модуляции, частоты этих несущих не являются одинаковыми.

В двух предложенных в настоящее время режимах используется 1705 несущих (режим 2k) и 6817 несущих (режим 8k). Режим 2k пригоден для вещания одиночным передатчиком, а режим 8k — для построения больших одночастотных сетей. Спектр мощности сигнала OFDM показан на рис. 4.5. Максимум спектра каждой несущей соответствует на частотной оси минимумам спектра двух соседних.

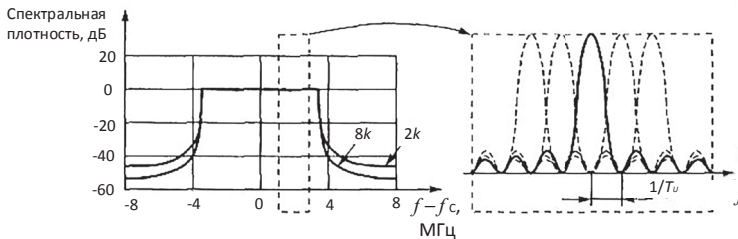


Рис. 4.5. Спектр мощности сигнала OFDM

Радиосигнал OFDM представляет собой **обратное дискретное преобразование Фурье** (точнее, его вещественную часть). Поэтому он формируется процессором быстрого преобразования Фурье. В приемнике для восстановления параллельного потока данных используется **прямое преобразование Фурье** (рис. 4.6). В модуляторе последовательный поток данных преобразуется в параллельные потоки, которые поступают на процессор обратного дискретного преобразования Фурье и далее — на ЦАП. В демодуляторе преобразования происходят в обратном порядке.

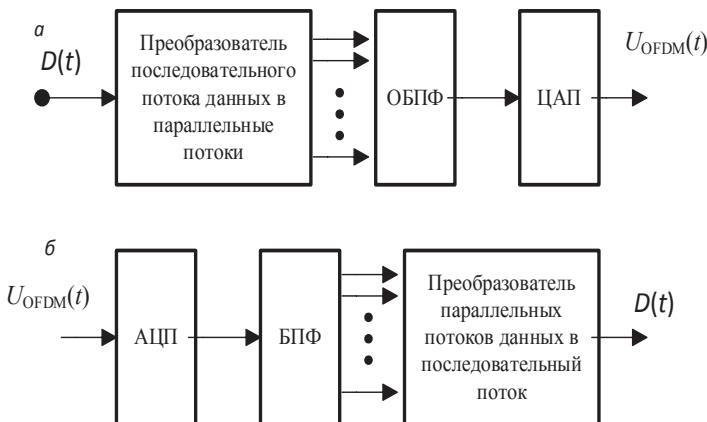


Рис. 4.6. Функциональные схемы модуляции и демодуляции сигнала OFDM:
а — модулятор; б — демодулятор

Сочетание помехоустойчивого кодирования с OFDM называют COFDM. Этот метод эффективен в случае селективных частотных замираний. Даже полное исчезновение отдельных частотных несущих не приводит к потере сигнала изображения, так как он может быть восстановлен за счет помехоустойчивого кодирования.

Скорость передачи данных в канале связи с модуляцией вида COFDM при КАМ-64 и кодовой скорости в пределах от $1/2$ до $7/8$ (разность между знаменателем и числителем равна числу добавленных проверочных битов) составляет 14,93–31,67 Мбит/с.

Символ модуляции — это комбинация фаз, частот и амплитуд несущей, соответствующая одному конкретному значению числа, состоящего из фиксированного количества нулей и единиц. Символы модуляции имеют определенную длительность во времени, т. е. передаются последовательно, один за другим, через некоторые короткие промежутки времени, называемые **защитными интервалами**. Защитный интервал требуется для того, чтобы до начала передачи следующего символа на вход приемного устройства успели поступить все возможные отраженные (помеховые) сигналы предыдущего символа. **Символ COFDM** — это комбинация состояний **всех несущих**, присутствующих в сигнале.

По уровню -60 дБ полоса сигнала цифрового телевидения составляет с учетом погрешности измерений 7,5–7,7 МГц. Если при измерениях получилась большая величина, значит имеются внеполосные излучения, которые могут служить помехой другим передатчикам.

Стандарты цифрового телевизионного вещания

В мире разработан ряд стандартов сжатия изображения и передачи его по каналам связи.

Стандарты сжатия информации:

- MPEG-1 — стандарт сжатия движущихся изображений для записи видеопрограмм на компакт-диски;
- MPEG-2 — стандарт сжатия движущихся изображений для телевизионного вещания;
- MPEG-4 (H.264) — стандарт сжатия, охватывающий следующие области: цифровое ТВ и видеосвязь; интерактивная графика; синтез изображений; интерактивные мультимедийные приложения, в том числе передаваемые через Интернет.

Разработаны основные стандарты для кабельного (DVB-C), спутникового (DVB-S) и наземного (DVB-T) телевидения.

Для передачи изображений разработаны три стандарта, используемые в разных странах:

- ATSC — комитет по усовершенствованным системам телевидения США;
- DVB — проект цифрового видеовещания Европы;
- ISDB — цифровое вещание с интеграцией служб Японии.

В стандарте DVB могут использоваться разные уровни:

- LDTV — низкий уровень с невысоким качеством;
- SDTV — стандартный уровень современного аналогового ТВ;
- EDTV — студийный стандарт;
- HDTV — стандарт телевидения высокой четкости.

Стандарт цифрового наземного телевидения DVD-T

Передаваемые данные представляют собой информацию об изображении и звуковом сопровождении, а также любые дополнительные сведения. Стандарт определяет структуру передаваемого потока данных, систему канального кодирования и модуляции. Стандарт определяет параметры цифрового модулированного радиосигнала и описывает преобразования данных и сигналов в передающей части системы цифрового наземного телевизионного вещания. Обработка сигнала в приемнике не регламентируется.

Стандарт цифрового наземного телевидения DVD-T2

В 2008–2009 годах консорциум DVB (www.dvb.org) выпустил новую спецификацию наземного эфирного цифрового телевидения, которая называется DVB-T2 и позволяет получить больший полезный битрейт в полосе телевизионных частот в среднем на 30–60 % по сравнению с DVB-T. Какой именно выигрыш можно получить, зависит от применяемых режимов модуляции и построения сети.

Для инкапсуляции информации может использоваться не только транспортный поток MPEG2, но и транспортный поток общего назначения (general transport stream). Кроме транспортных потоков, также могут передаваться любые битовые потоки. Таким образом, по сравнению с DVB-T привязки к какой-либо структуре данных на уровне транспорта не существует.

Введено распределение несущих COFDM между логическими потоками информации, так называемыми physical layer pipes (PLP). Возможна одновременная передача нескольких транспортных потоков, каждый из которых помещается в свою PLP.

Определено 8 различных способов размещения пилот-сигналов. Выбор оптимального способа позволяет уменьшить количество передаваемой служебной информации.

В DVB-T2 предлагается использование более эффективных (и более сложных) кодов LDPC (Low-density parity-check code) вместо сверточных кодов и кодов BCH вместо кодов Рида – Соломона.

Эффективность этих кодов была известна давно, но ранее не удавалось создать дешевую реализацию на базе микроэлектроники. При использовании LDPC+BCH удастся достичь выигрыша в несколько децибел в отношении сигнал/шум для достижения $BER = 10^{-4}$.

Введен режим модуляции 256QAM, т. е. передача 8 битов на несущей. Это позволяет увеличить емкость канала на треть. Помехоустойчивость LDPC-кодов настолько высока, что они справляются с компенсацией ошибок, возникающих при использовании режима 256QAM, без увеличения отношения сигнал/шум.

Использование вращающихся созвездий дает дополнительный выигрыш в несколько децибел в отношении сигнал/шум.

Схемы передачи и приема сигналов телевидения DVB-T

На рис. 4.7 приведена структурная схема устройства преобразования сигналов в передатчике.

Видеосигналы, сигналы звукового сопровождения и прочие данные после преобразования в цифровую форму поступают на кодеры источников, где подвергаются процедуре уменьшения информационной избыточности. Потоки данных на выходах кодеров называются элементарными потоками. Они разделяются на пакеты — блоки данных, начинающиеся с заголовка определенной структуры.

Далее из одного или нескольких пакетированных потоков данных формируется мультиплексированный поток данных — программный поток MPEG-2. В потоке может быть до 16 видео и 32 звуковых потоков, но все они считаются компонентами одной программы, так как имеют общую временную базу — единый генератор тактовой частоты.

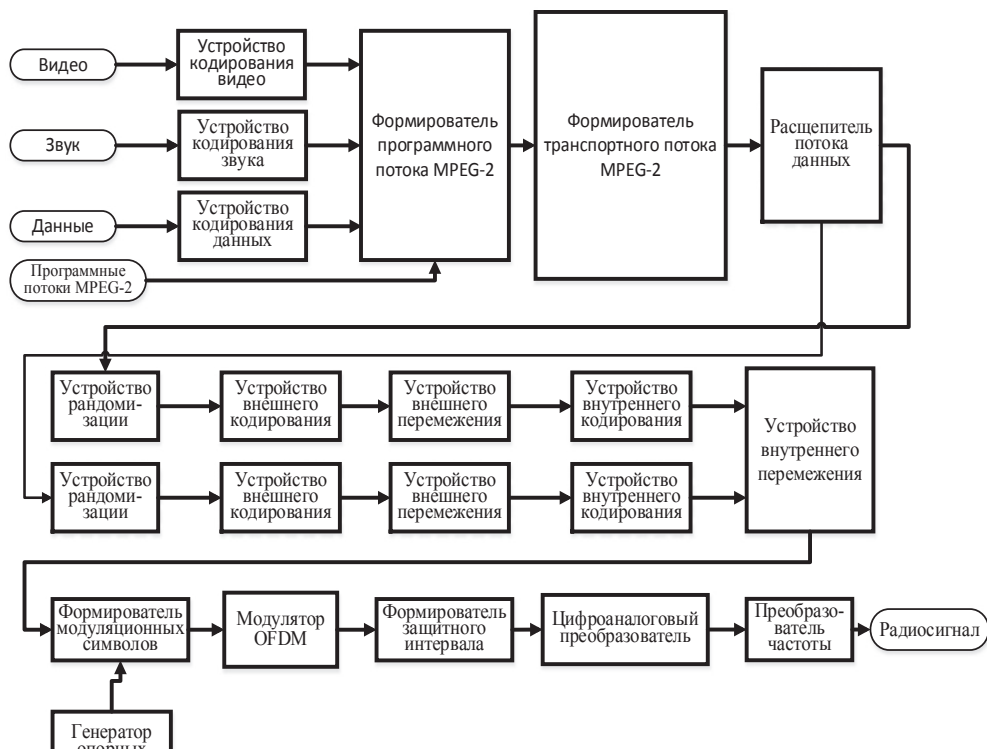


Рис. 4.7. Структурная схема устройства преобразования сигналов и данных в передатчике DVB-T

Программные потоки нескольких компонентов (нескольких программ или одной программы), а также передаваемых дополнительных данных и сигналов управления объединяются в единый транспортный поток. При этом данные перераспределяются в пакеты, имеющие фиксированную длину 188 байтов и определенную структуру заголовка, занимающего 4 байта. Компоненты не связаны между собой единой временной базой и не могут управляться единым синхронизирующим сигналом. В составе транспортного потока передаются метаданные — вся информация, необходимая декодеру для обработки принятого цифрового потока.

После рандомизации сигнал подвергается каналному кодированию в целях повышения помехоустойчивости. Канальное кодирование выполняется устройствами внешнего кодирования, внешнего перемежения, внутреннего кодирования и внутреннего перемежения.

Формирователь модуляционных символов осуществляет раскладку битов на символ COFDM, т. е. направляет к каждой несущей соответствующий ко-

довый символ с выхода перемежителя. Модуляция COFDM несущих кодированными сигналами в модуляторе происходит в соответствии с выбранным видом модуляции и манипуляционным кодом. Роль многочастотного модулятора выполняет интегральная микросхема обратного преобразования Фурье.

Для защиты принятого приемником сигнала от эхо-сигналов вводится защитный интервал.

После формирования защитного интервала COFDM комплексные значения коэффициентов разделяются на действительную и мнимую части и поступают на цифроаналоговые преобразователи.

Полученные аналоговые сигналы поступают на преобразователь частоты, который с помощью балансных модуляторов формирует синфазную и квадратурную составляющие радиочастотного сигнала. Далее оба спектра складываются.

Преобразование сигналов и данных в приемнике осуществляется в соответствии с рис. 4.8. Обработка сигналов производится в обратном порядке.

Важным фактором является высокая степень общности системы наземного цифрового телевизионного вещания с системами кабельного и спутникового телевидения.

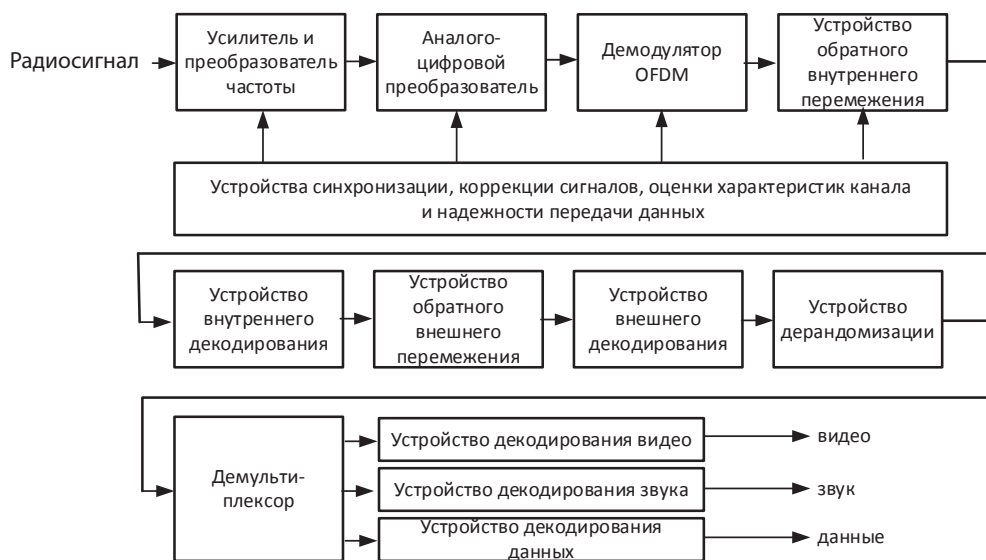


Рис. 4.8. Структурная схема устройства преобразования сигналов и данных в приемнике

Модель в среде MATLAB

Общие сведения о модели

Рассмотрим модель тракта цифрового телевизионного наземного вещания (Digital Video Broadcasting — Terrestrial) в среде Simulink MATLAB (рис. 4.9).

Используется демонстрационная модель (C:\Program Files\MATLAB\R210a\toolbox\commblks\commbloksdemos\commdvbt.mdl) ETSI (Европейский институт телекоммуникационных стандартов) стандарта EN 300 744 для передачи сигналов наземного цифрового телевидения. Стандарт предписывает конструкцию передатчика и устанавливает требования к минимальной производительности системы для приемника.

Использованы модель передатчика в «2k режиме» в соответствии с предписанным в стандартной модели и модель приемника. Генерируются и передаются случайные символы, которые позволяют определить, удовлетворяет ли модель тракта требованиям к производительности и помехоустойчивости. В верхнем ряду блоков в демонстрационной модели имитируется структура схемы передатчика, включая подсистемы, которые выполняют основные процессы. В нижнем ряду иконок в демонстрационной модели представлены подсистемы, которые составляют схему приемника.

Демонстрационная модель включает в себя источник случайных данных, модель гауссовского канала связи и устройства, вычисляющие ошибки при приеме.

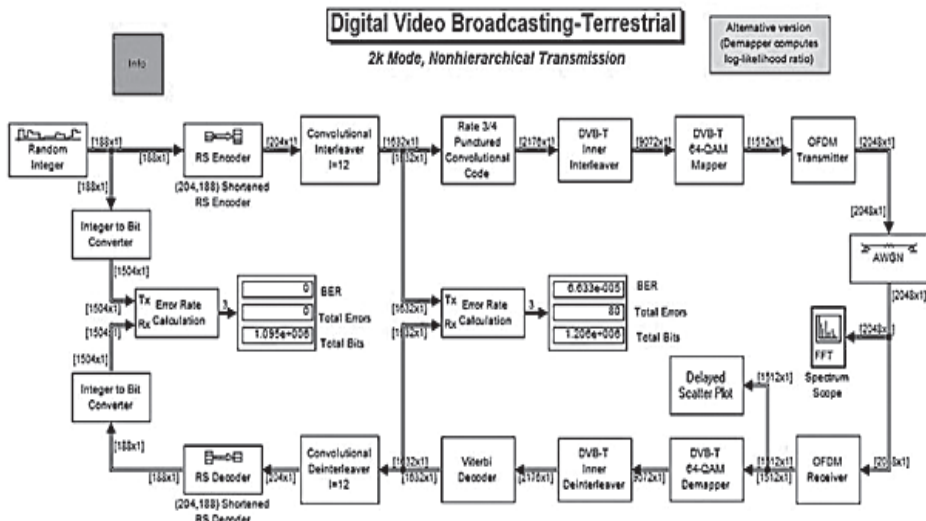


Рис. 4.9. Общий вид окна, открываемого при вызове модели

Стандарт не определяет способ реализации приемника, хотя некоторые обратные операции, такие как дестережевание (deinterleaving), четко определены. Эта модель иллюстрирует один из возможных видов структуры приемника.

Демодулятор 64-QAM **основной формы** воспроизводит набор из шести чисел для каждого комплексного числа на его входе. Эти шесть чисел представляют собой «мягкие» решения на основе разделения сигнала на действительную и мнимую компоненты. Декодер Витерби интерпретирует «мягкое» решение чисел и использует их, чтобы правильно декодировать «проколотый» сверточный код. Имеется возможность открыть подсистему демодулятора Demapper 64-QAM DVB-T, а также переменную dvbt_qam.Traceback глубиной 136 в блоке библиотеки «декодер Витерби».

Цифровое эфирное видеовещание **альтернативной формы** (модель commdvbt_alt) иллюстрирует альтернативный способ для моделирования демодулятора Demapper 64-QAM в приемнике.

В **оригинальном** виде «мягкие» решения вычисляются с помощью подсистемы, в которой синфазные и квадратурные компоненты сигнала извлекаются после масштабирования принимаемого сигнала, а затем сдвигаются, чтобы получить «мягкие» решения для различных битов.

В **альтернативной** форме встроенный блок демодулятора прямоугольной QAM настраивается для вычисления отношения правдоподобия (точной побитовой вероятности LLRs — exact bitwise log-likelihood ratios). Дисперсия шума вычисляется с помощью принятого сигнала и сигнала, генерируемого модулятором DVB-T 64-QAM Mapper. Этот подход упрощает вывод «мягких» решений для любого сигнального созвездия с помощью встроенного блока.

Примерный вид результатов моделирования приведен на рис. 4.10–4.12. На рис. 4.10 показан спектр сигнала, по которому можно оценить его полосу и равномерность, на рис. 4.11 — вид сигнальных созвездий при разных отношениях сигнал/шум, на рис. 4.12 — вид индикаторов ошибок.

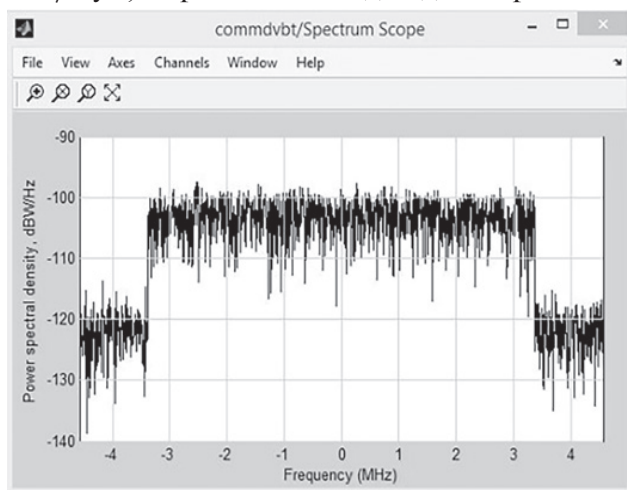


Рис. 4.10. Спектр сигнала

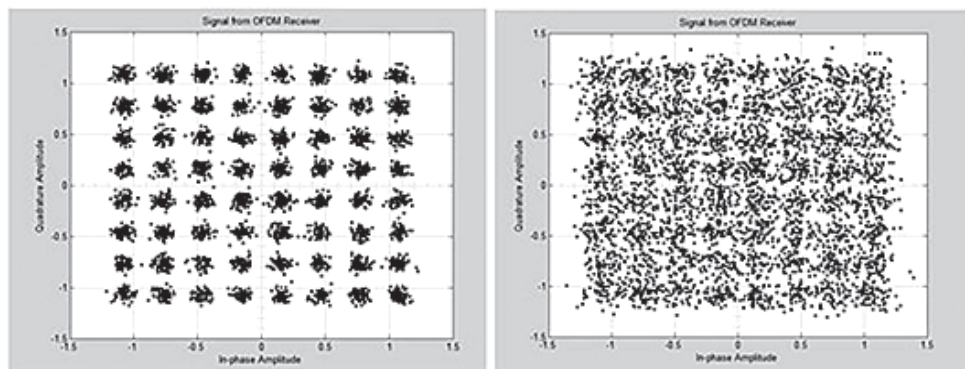


Рис. 4.11. Примерный вид сигнальных созвездий при высоком (слева) и низком (справа) отношениях сигнал/шум

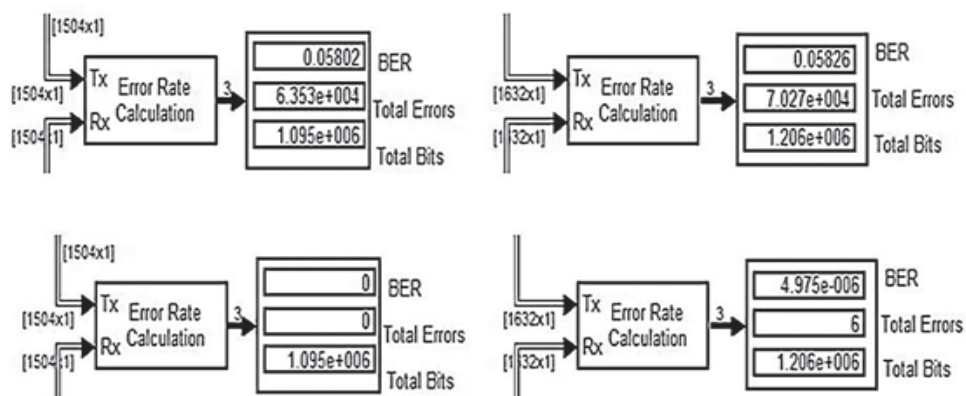


Рис. 4.12. Индикация ошибок

Контрольные вопросы

1. Каковы основные требования, предъявляемые к системам передачи сигналов цифрового телевидения?
2. Дайте краткую характеристику кода Рида — Соломона.
3. Поясните особенности сверточного кодирования.
4. Как производится декодирование по алгоритму Витерби?
5. Какие требования предъявляются к способам модуляции, используемым в цифровом телевидении?

6. Каким образом осуществляется квадратурная амплитудная модуляция?
7. Почему в цифровом наземном телевизионном вещании используется способ частотного уплотнения с ортогональными несущими?
8. Расскажите о принципе практической реализации модуляции OFDM в системе наземного цифрового телевизионного вещания DVB-T.

Глава 5. Особенности передачи сигналов цифрового спутникового телевидения по каналам связи

Спутниковое телевизионное вещание

Спутниковое телевизионное вещание является надежным и экономичным способом подачи ТВ-сигнала высокого качества в любую точку обширной территории земной поверхности.

Все вещательные спутники размещаются на так называемой геостационарной орбите (ГО) — круговой орбите высотой 35 786 км в плоскости экватора. Находясь на ГО, спутник неподвижен относительно поверхности Земли, так как вращается с той же угловой скоростью, что и Земля. Зона видимости геостационарного ИСЗ — около одной трети земной поверхности. В то же время современные технические средства позволяют сформировать достаточно узкий луч электромагнитной энергии, направляемый на сравнительно небольшую часть земной поверхности.

Для спутникового вещания выделены специальные участки радиочастотного спектра в сантиметровом диапазоне волн, где допускается повышенная плотность потока мощности со спутника.

Одной из особенностей применения ИСЗ является ограниченность энергетического потенциала спутникового ретранслятора, поэтому в спутниковом вещании традиционно используют методы обработки, требующие минимального отношения сигнал/шум на входе демодулятора в обмен, например, на полосу частот сигнала.

В аналоговом вещании это был выбор частотной модуляции, а не амплитудной, в цифровом вещании приходится применять мощное помехоустойчивое каскадное кодирование и модуляцию с невысокими кратностями.

Еще одна специфическая особенность спутникового вещательного ретранслятора — работа в нелинейном режиме вблизи точки насыщения выходного

усилительного прибора (лампы бегущей волны или транзисторного усилителя), так как именно в этом режиме удастся получить максимальную выходную мощность и снизить диаметр приемных антенн. Из-за существенной нелинейности работа в точке насыщения возможна только на одной несущей в стволе — это так называемый режим MCPC (Multiple Channels per Carrier — несколько каналов на одной несущей). В этом режиме цифровые потоки нескольких ТВ-программ объединяются (мультиплексируются) в общий поток и модулируют единственную несущую частоту. Для уменьшения нелинейных искажений используют угловые методы модуляции с постоянной амплитудой.

Альтернативный вариант — SCPC (Single Channel per Carrier — один канал на одной несущей) — требует перехода в линейный режим со снижением выходной мощности на 2,5–4 дБ и неэффективен в спутниковом вещании.

Передача цифровых сигналов по спутниковым каналам

Алгоритм обработки цифрового потока MPEG-2 для использования в спутниковом вещании детально рассмотрен в стандарте DVB-S (ЕМ 300 421). Последовательность этапов обработки приведена на рис. 5.1.

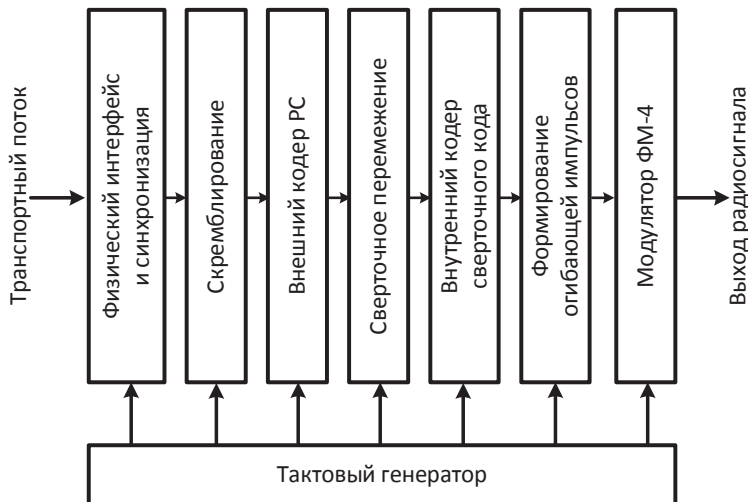


Рис. 5.1. Структурная схема обработки транспортного потока в стандарте DVB-S

Пришедшие на вход модулятора транспортные пакеты длиной 188 байтов содержат синхробайт и 187 байтов данных. В модуляторе формируется **внутренний цикл синхронизации**, включающий 8 пакетов: первый пакет с ин-

вертированной стартовой синхрогруппой, остальные — с неинвертированной. Цель синхронизации — устранение неопределенности фазы при передаче данных. Символьная синхронизация производится тактовой частотой транспортных пакетов, цикловая синхронизация — инвертированными стартовыми синхрогруппами. Для предотвращения несанкционированного приема транспортный поток поступает на **скремблер**, где происходит его суммирование с псевдослучайной последовательностью (ПСП).

После скремблирования данные транспортного пакета подвергаются помехоустойчивому кодированию **каскадным кодом**, в котором в качестве внешнего используется блочный код Рида — Соломона (РС), в качестве внутреннего — сверточный код. Код Рида — Соломона устойчиво работает при вероятности ошибок на входе декодера не выше $2 \cdot 10^{-4}$, устраняя ошибки, с которыми не справился декодер сверточного кода. В результате выходная вероятность ошибок находится в пределах $10^{-10} - 10^{-11}$.

Такое высокое требование к коэффициенту ошибок связано с принятой в DVB концепцией, согласно которой цифровой канал должен быть универсальным и пригодным для передачи не только телевидения, для которого достаточно иметь вероятность ошибки $3 \cdot 10^{-6} - 10^{-8}$, но и любых других цифровых сигналов, в том числе и с повышенными требованиями к достоверности.

Для защиты от пакетных ошибок большой длительности в кодере осуществляется сверточное перемежение данных. В декодере перемежения восстанавливается первоначальный порядок следования данных. В стандарте DVB-S используется сверточный кодер с длиной кодового ограничения $K = 7$ и относительными скоростями кодирования M : $1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8$.

Декодер сверточного кода осуществляет первый уровень кодозащиты и должен работать при коэффициенте ошибок входного сигнала $10^{-1} - 10^{-2}$, снижая коэффициент ошибок в выходном сигнале до значения $2 \cdot 10^{-4}$, необходимого для работы кода РС. В декодере осуществляется прямая коррекция ошибок (FEC — Forward Error Correction).

Переключение с базовой скорости $1/2$ на другие значения осуществляется выборочным вычеркиванием — перфорированием некоторых символов. Это несколько снижает корректирующую способность кода, но одновременно уменьшает и его избыточность, позволяя высвободить больше емкости для полезных данных.

Модуляция в стандарте DVB-S

Основным видом модуляции в стандарте DVB-S принята ФМ-4 (QPSK), хотя в отдельных случаях при ограниченном частотном ресурсе могут использоваться ФМ-8 и даже КАМ-16 (перевозимые репортажные станции).

Диаграммы состояний четырехпозиционной и восьмипозиционной QPSK приведены на рис. 5.2.

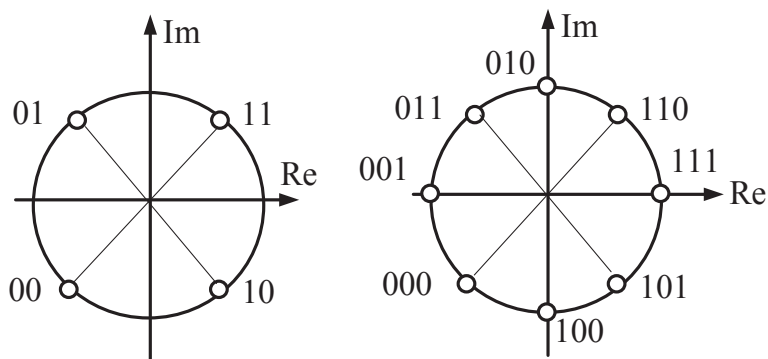


Рис. 5.2. Диаграммы состояний четырехпозиционной (слева) и восьмипозиционной (справа) QPSK

Обобщенная функциональная схема модулятора QPSK приведена на рис. 5.3.

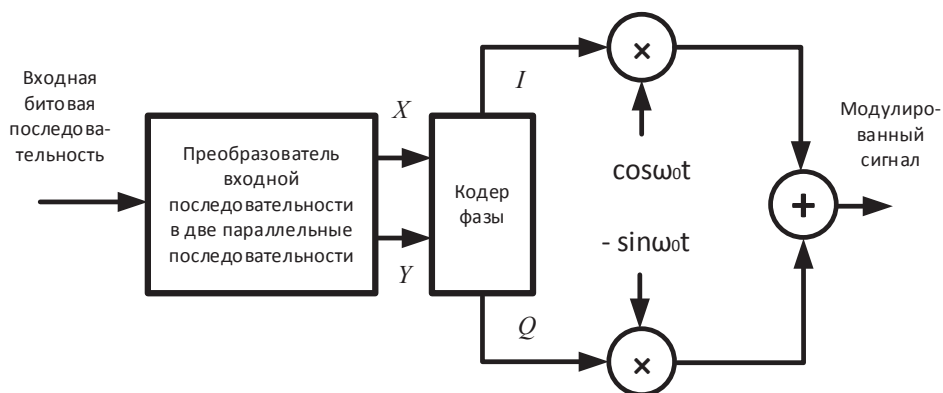


Рис. 5.3. Обобщенная функциональная схема модулятора QPSK

Применение помехоустойчивого кодирования позволяет значительно снизить требуемое для работы демодулятора с ФМ-4 отношение E_b/N_0 (рис. 5.4). Здесь E_b/N_0 — отношение энергии бита к плотности мощности шума. **Энергия бита** E_b — энергия, необходимая для передачи одного бита информации, равная произведению мощности передатчика на длительность бита.

Пропускная способность радиоканала, работающего по стандарту DVB-S, зависит от полосы пропускания ствола, вида модуляции и относительной скорости кодирования.

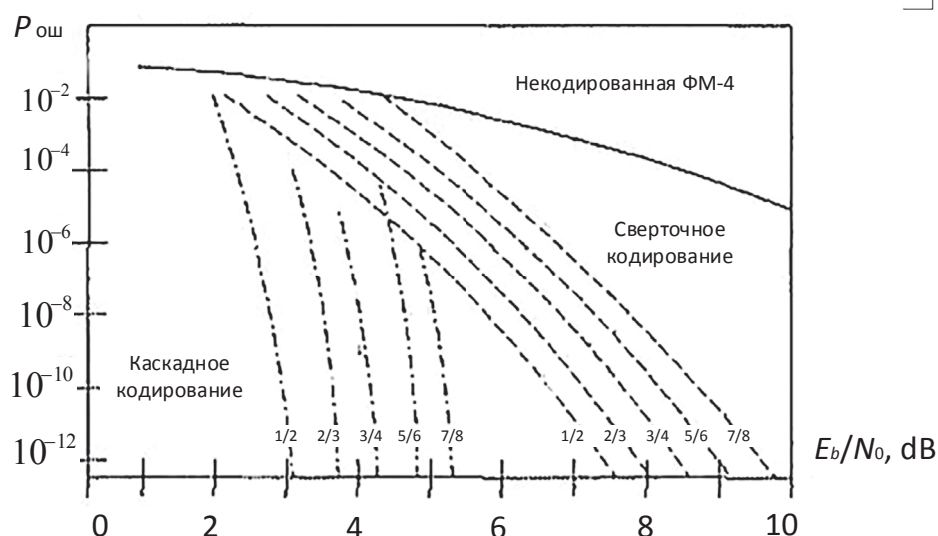


Рис. 5.4. Зависимость вероятности ошибки от E_b/N_0 для ФМ-4 при разных относительных скоростях кодирования

Система передачи цифрового ТВ-сигнала

Рассмотрим для примера комплект оборудования цифровой компрессии телевизионного сигнала спутникового стандарта MPEG-2/DVB-S. Данное оборудование имеет возможность подключения источника ТВ-сигнала с различными интерфейсами — композитными (аналоговыми) и цифровыми на выходе волоконно-оптических линий связи центральной земной станции.

Если на выходе выделенной линии использованы аналоговые интерфейсы, то на входе оборудования компрессии устанавливаются аналого-цифровые преобразователи (АЦП) видеосигнала и сигнала звукового сопровождения. АЦП видеосигнала осуществляет 8-битовое преобразование входного композитного аналогового сигнала стандарта SECAM в цифровой сигнал формата SDI (Serial Digital Interface — последовательный цифровой интерфейс). АЦП сигнала звукового сопровождения преобразует аналоговые звуковые сигналы двух стереопар в два цифровых потока AES/EBU (двухканальный цифровой звуковой сигнал, применяемый в качестве источника для кодеков стандарта MPEG-2).

Подготовленные ТВ-программы в формате SDI поступают на вход видеокодера, обеспечивающего сжатие информации и формирование цифровых

транспортных потоков (рис. 5.5), звукоданные AES/EBU — на вход звукового кодера сжатия. Кодеры сжатия, от устойчивой работы которых в значительной степени зависит качество и надежность работы всей системы, являются важнейшей составной частью комплекса сети цифрового вещания. Для повышения надежности кодеры сжатия обеспечиваются «горячим» резервом с автоматическим переключением на резервный комплект. Переключение входного сигнала производится с помощью быстродействующего матричного переключателя, который по команде управляющего компьютера изменяет свою конфигурацию таким образом, что цифровой сигнал отказавшего кодера поступает в резервный.

В резервном кодере при этом автоматически задаются необходимые начальные установки — скорость потока, разрешающая способность и т. д. Каждый кодер, как правило, имеет два равноценных выхода сжатого сигнала в формате пакетированного элементарного потока (ПЭП), которые подсоединяются к входам основного и резервного мультиплексоров.

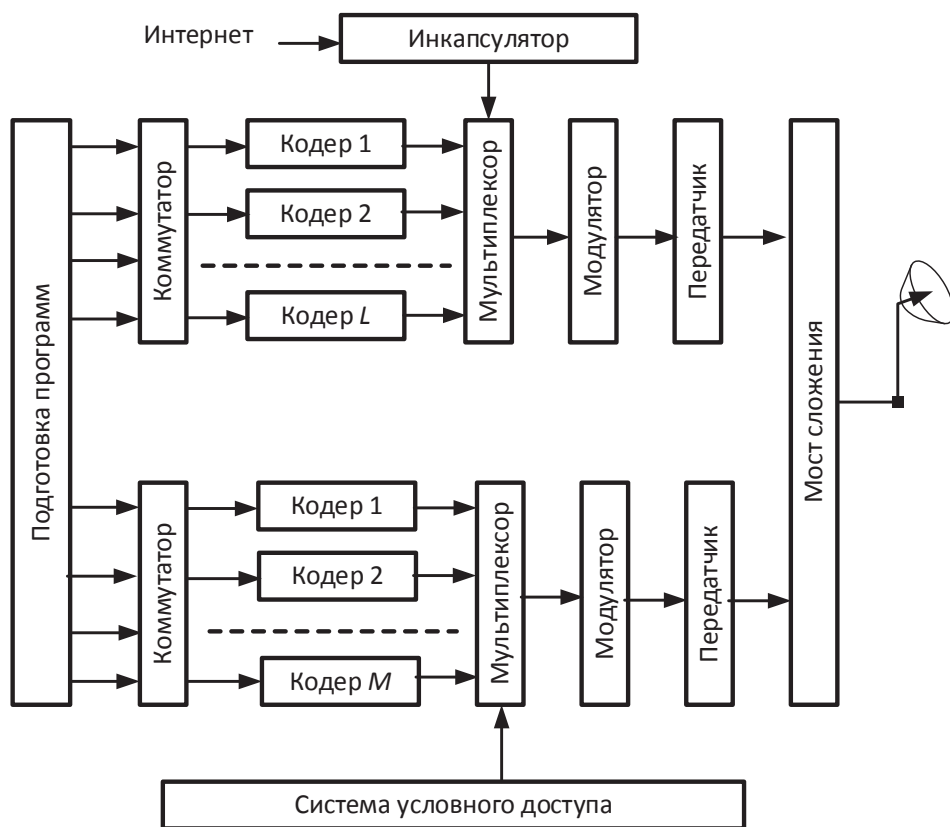


Рис. 5.5. Структурная схема передающей части системы цифрового вещания

Выбор способа передачи звука связан еще с одним аспектом построения сети — выбором места расположения аппаратуры цифровой компрессии. Современные вещательные комплексы, как правило, располагаются в нескольких пространственно разнесенных зданиях, в частности комплекс подготовки программ и передающий центр (особенно в системах спутникового вещания) могут быть разнесены на многие десятки километров. Компрессия занимает некоторое промежуточное положение между подготовкой программ и их передачей, поэтому аппаратура компрессии может быть с успехом размещена и в комплексе подготовки программ, и в передающем центре. При большом расстоянии до передающего центра размещение аппаратуры компрессии в составе комплекса подготовки программ более экономично, так как передавать по линиям связи в этом случае придется не исходные ТВ-программы, а сжатые в несколько раз цифровые потоки. Если же аппаратура компрессии размещена на передающем центре, то передача внедренного звука, безусловно, будет более экономичным решением, чем отдельная передача видео- и звукоданных.

Сжатые сигналы поступают на вход мультиплексора. Здесь формируется суммарный транспортный поток стандарта DVB/ASI (ASI — Asynchronous Serial Interface — асинхронный последовательный интерфейс) в соответствии с требованиями нормативов ISO/IEC 13818 с длиной пакета 188 байт. В пакет кроме звуковых и видеосигналов включаются также специальная программная и сервисная информация в виде таблиц PSI/SI (Program Specific Information/Service Information), сообщения системы условного доступа, сигналы электронного путеводителя по программам (ЭПП) и др.

В непосредственной близости от мультиплексора должно находиться оборудование условного доступа.

Данные пользователя обычно поступают на земные станции в формате IP (Internet Protocol) и переводятся в формат транспортного потока (чаще всего DVB-ASI) в инкапсуляторе. Последний может размещаться вблизи мультиплексора или связываться с мультиплексором соединительной линией, допускающей прохождение сигналов в формате ASI (150–250 м для коаксиального кабеля или 20–40 км для оптической линии). Инкапсулятор для ввода информации из Интернета в транспортный поток может находиться как у Интернет-провайдера, так и на передающем центре.

Транспортный поток MPEG-2 с выхода мультиплексора подается на спутниковый модулятор QPSK (Quadrature Phase Shift Keying — **квадратурная фазовая модуляция** ФМ-4). В модуляторе осуществляется помехоустойчивое кодирование на основе блочных **кодов Рида — Соломона** (Reed Solomon Code) и сверточного **кода Витерби** (Viterbi Code $R = 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8$) в соответствии с DVB спецификацией ETS 300421. **Сверточные коды** основаны на преобразовании входной бесконечной последовательности двоичных символов в выходную бесконечную последовательность двоичных символов, в которой на каждый символ входной последовательности приходится более одного символа. Увеличение количества передаваемых символов характеризу-

ет скорость кода $R = k/n$, где k — число битов входной последовательности, преобразуемых в n бит выходной последовательности. Важный параметр сверточных кодов — **кодовое ограничение**. Этот параметр показывает, сколько групп по k бит содержится в сдвиговом регистре, т. е. одновременно участвует в формировании выходной последовательности.

Выходная частота QPSK модулятора 70 ± 16 МГц или 180 ± 34 МГц подается на высокочастотное передающее оборудование. Конфигурация передающего оборудования предполагает наличие резервирования.

Система приема цифрового ТВ-сигнала

Рассмотрим абонентское приемное устройство, которое, в отличие от профессионального, имеет конкретную и ограниченную задачу — восстановить после цифрового сжатия исходное изображение и звуковое сопровождение и подать их в аналоговом виде на ТВ-приемник. Соответственно и структурная схема абонентского приемника-декодера (ПД) значительно проще, чем профессионального, хотя сигнал проходит те же основные этапы обработки: выделение в тюнере нужного канала, демодуляция, демультимплексирование, декодирование выбранных цифровых потоков, преобразование в аналоговую композитную форму в одном из выбранных стандартов цветности. В схеме можно условно выделить пять функциональных модулей: входного интерфейса, обработки MPEG-сигнала, условного доступа, контроллера и выходной (рис. 5.6).

Модуль входного интерфейса состоит из тюнера (рис. 5.7), демодулятора (рис 5.8) и выполняет очевидные функции выделения и демодуляции принимаемого сигнала.

В зависимости от назначения приемного устройства он может быть выполнен в спутниковом, кабельном или эфирном вариантах, различающихся диапазоном входных частот и методом модуляции.

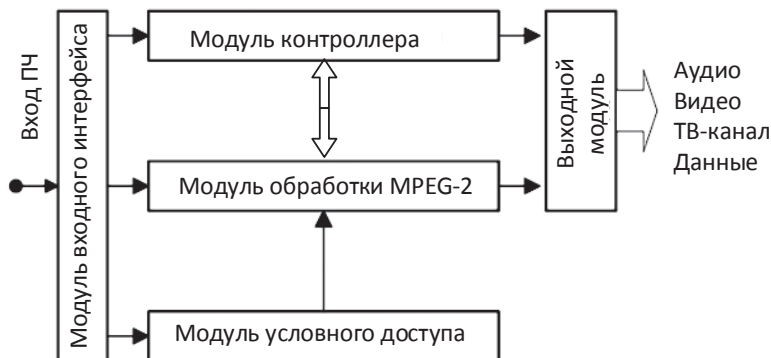


Рис. 5.6. Обобщенная структурная схема абонентского приемника-декодера

На рис. 5.7 показана схема модуля для спутникового приема. Сигнал с малощумящего конвертора в полосе частот 0,95–2,15 ГГц преобразуется в тюнере на более низкую промежуточную частоту, например 480 МГц. Для облегчения фильтрации побочных составляющих в смесителе частота гетеродина выбирается обычно выше частоты сигнала, получающаяся при этом инверсия спектра компенсируется инвертированием цифрового сигнала.

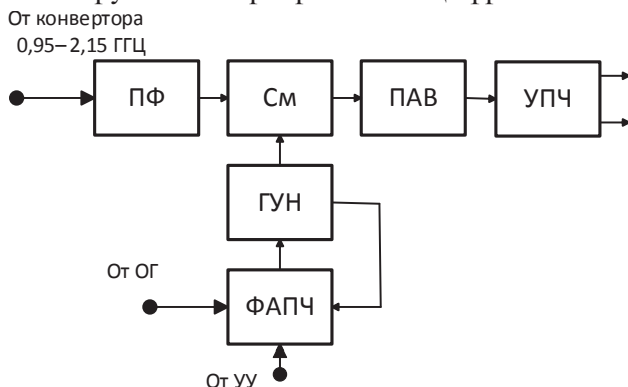


Рис. 5.7. Схема спутникового тюнера:

ПФ — полосовой фильтр; См — смеситель; ГУН — генератор, управляемый напряжением;
 ФАПЧ — фазовая автоподстройка частоты; ОГ — опорный генератор;
 УУ — устройство управления; ПАВ — фильтр на поверхностных акустических волнах;
 УПЧ — усилитель промежуточной частоты с АРУ

В качестве гетеродина используется генератор, управляемый напряжением (ГУН) с выхода схемы ФАПЧ, подстраивающей его частоту по опорному генератору приемника. Сигнал с выхода смесителя фильтруется высокоизбирательным фильтром на поверхностных акустических волнах (ПАВ) и поступает на вход демодулятора ФМ-4 (рис. 5.8).

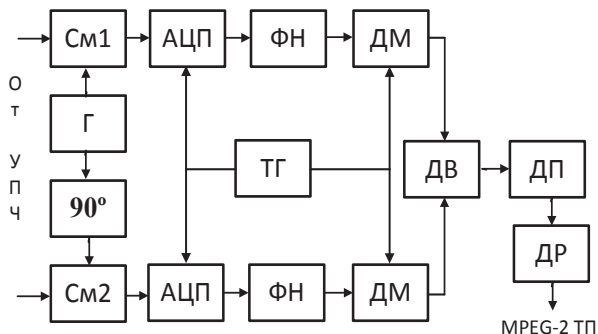


Рис. 5.8. Схема демодулятора модуля входного интерфейса:

См1, См2 — смесители; Г — гетеродин; 90° — фазовращатель на 90°;
 АЦП — аналого-цифровой преобразователь; ФН — фильтр Найквиста;
 ТГ — тактовый генератор; ДМ — демодулятор ФМ-4; ДВ — декодер Витерби;
 ДП — декодер перемежения; ДР — декодер Риды — Соломона; ТП — транспортный поток

В схеме демодулятора, как и в модуляторе, применяется квадратурная схема и раздельная обработка I и Q компонентов. После декодера Витерби, восстановителя перемежения и декодера Рида – Соломона на выходе модуля формируется транспортный поток MPEG-2. Алгоритм дальнейшей обработки ТП представлен на рис. 5.9, 5.10.

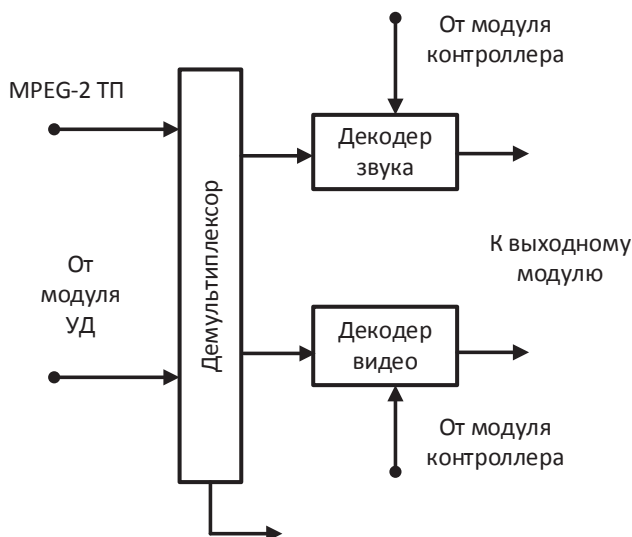


Рис. 5.9. Модуль обработки MPEG-2: УД — условный доступ

Все современные модели цифровых абонентских приемников строятся на основе интегральной микросхемы MPEG демультимплексора-декодера и ограниченного числа других узлов (тюнер, микросхемы памяти, блок питания, корпус).

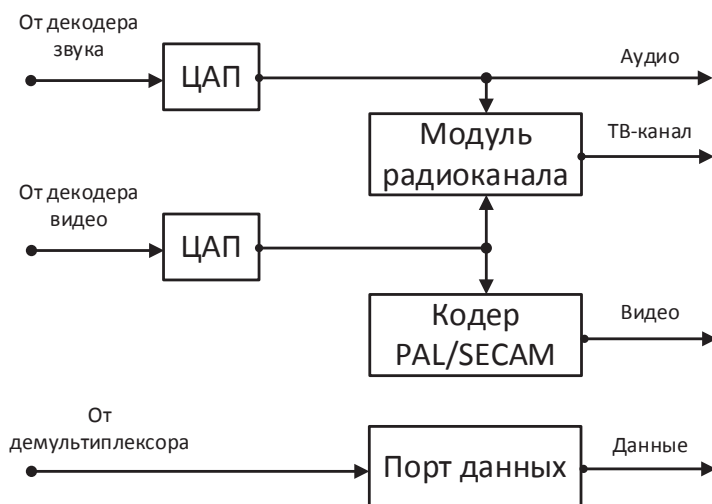


Рис. 5.10. Выходной модуль абонентского приемника-декодера

Модель в среде MATLAB

Общие сведения о модели

Рассмотрим модель тракта цифрового телевизионного спутникового вещания в среде Simulink MATLAB (рис. 5.11).

Демонстрационная модель позволяет оценить помехоустойчивость системы цифрового спутникового телевизионного вещания по стандарту второго поколения DVB-S.2.

Отличительные особенности системы состоят в том, что используется помехоустойчивая модуляция QPSK, применены эффективные коды LDPC (Low-Density Parity-Check) — низкоплотностный код с проверкой на четность и BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem multiple error correction binary block code) — блочный кодер Боуза — Чоудхури — Хоквингема.

Объединение кодов LDPC (низкой четности) и кодов БЧХ обеспечило значительный прирост потенциала по сравнению с DVB-S на тех же условиях передачи. Коэффициент пакетных ошибок обеспечивается на уровнях порядка 10^{-7} даже при побитовом отношении сигнал/шум E_b/N_0 ниже 1 дБ.

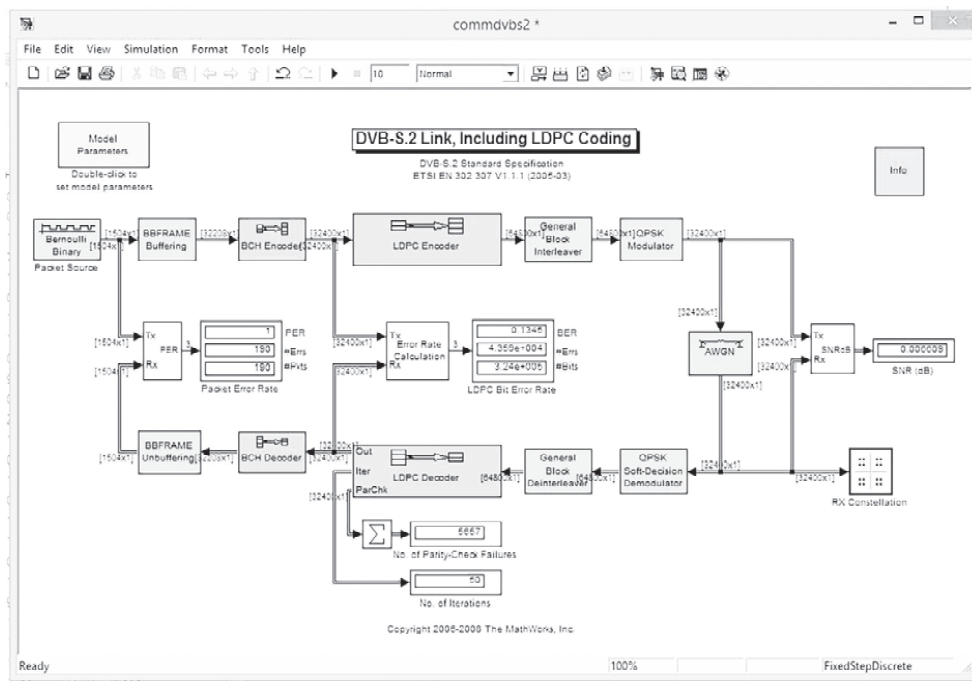


Рис. 5.11. Общий вид окна, открываемого при вызове модели

Модель содержит источник сигнала в виде формирователя псевдослучайной последовательности и устройства формирования кадров базового диапазона BBFRAME. Верхний ряд иконок соответствует обработке сигнала в передатчике. Моделируется BCH и LDPC кодирование, перемежение символов и QPSK модуляция. В приемнике все операции над сигналом выполняются в обратном порядке.

Демонстрационный пример модели MatLab Digital Video Broadcasting-Terrestrial открывается по пути: C:\Program Files\MATLAB\R210a\toolbox\commblks\commbloksdemos\commdvbs2.mdl. 2.

Имеется возможность открыть и прочитать информацию MatLab к демонстрационному примеру. Отношение сигнал/шум устанавливается в окне канала AWGN (рис. 5.12). Вид иконок, выдающих информацию о процессах в системе, приведен на рис. 5.13.

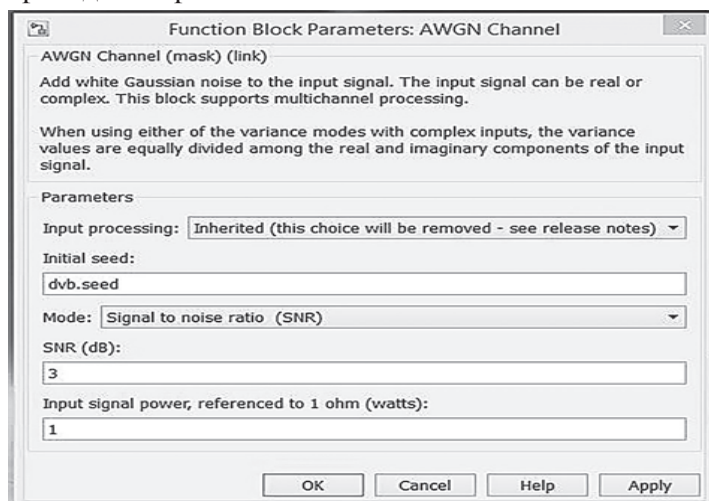


Рис. 5.12. Окно, позволяющее изменять отношение сигнал/шум в гауссовском канале передачи (AWGN)

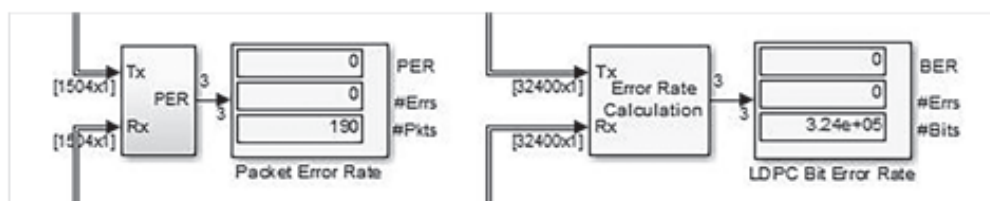


Рис. 5.13. Измерители количества ошибок в системе передачи данных:

BER (LDPC Bit Error Rate) — после LDPC декодера;

PER (Packet Error Rate) — после BCH декодера

Окно изменения параметров модуляции и кодирования показано на рис. 5.14.

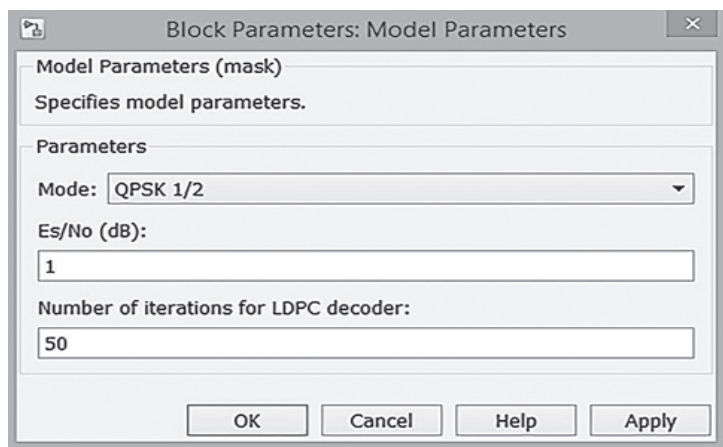


Рис. 5.14. Окно изменения параметров модуляции и кодирования

Примерный вид сигнальных созвездий, полученных в результате моделирования, приведен на рис. 5.15.

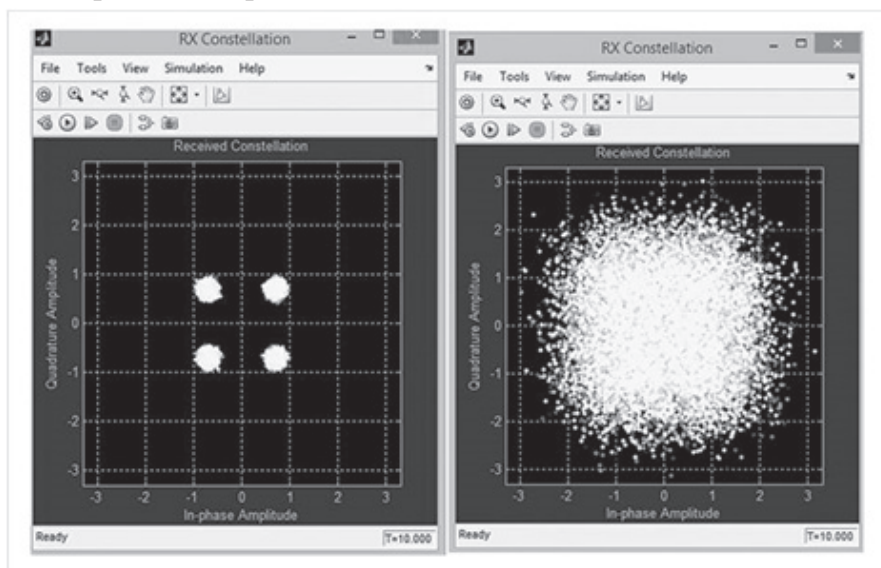


Рис. 5.15. Примерный вид сигнальных созвездий при высоком (слева) и низком (справа) отношениях сигнал/шум

Модель позволяет изменять отношение сигнал/шум в канале передачи и определять величину ошибок, оставшихся после первого и второго этапов декодирования. Возможно проведение эксперимента при разных параметрах модуляции и кодирования (Model Parameters, QPSK 9/10; 8PSK 3/5; 8PSK 9/10).

Контрольные вопросы

1. Каковы основные требования, предъявляемые к системам передачи сигналов цифрового телевидения?
2. Что представляет собой транспортный поток данных в стандарте DVB-S?
3. Почему в спутниковом телевидении используется модуляция QPSK?
4. Нарисуйте диаграмму состояний 4-позиционной квадратурной фазовой модуляции QPSK.
5. Нарисуйте структурную схему модулятора QPSK. Поясните ее работу.
6. Нарисуйте структурную схему демодулятора приемника спутникового телевидения.
7. Нарисуйте диаграмму состояний 8-позиционной квадратурной фазовой модуляции.
8. Что такое «скремблирование» и с какой целью оно применяется?
9. При какой вероятности ошибок устойчиво работает код Рида — Соломона?
10. С какой целью производится сверточное перемежение данных?
11. Сопоставьте различные виды QPSK по скорости передачи данных и помехозащищенности.

Глава 6. Цифровое кабельное телевидение

Цифровое телевидение в кабельной сети

Одним из главных требований к системам цифрового телевидения является использование существующих каналов телевизионного вещания. Поэтому для передачи сигналов цифрового телевидения, особенно если надо передавать сигналы нескольких программ обычной четкости в одном канале или сигнал ТВЧ, необходимо увеличивать эффективность использования полосы частот канала связи, что достигается применением более сложных методов модуляции несущей.

Другое важнейшее требование к системе цифрового телевидения — обеспечение высокой помехоустойчивости.

Системы кабельного телевидения (СКТВ) являются широко распространенным средством доставки телевизионных программ до абонента. В условиях многоэтажной городской застройки они обеспечивают значительно лучшее качество ТВ-сигнала, чем эфирное вещание. Для подачи сигнала к абоненту используется диапазон метровых и дециметровых волн 47–862 МГц.

В разных странах приняты разные стандарты деления полосы частот на каналы и различные полосы частотных каналов — 6,7 или 8 МГц. Полоса частот канала зависит от видеостандарта, используемого в данной стране.

Структура типовой сети кабельного телевидения показана на рис. 6.1. Основа сети — головная станция, которая принимает ТВ-программы от разных источников (эфирных передатчиков, кабельных, спутниковых и радиорелейных распределительных систем, местных студий). Далее сигналы приводятся к единому формату, принятому в данной сети, расставляются по частотным каналам, скремблируются, если сеть работает в режиме условного доступа, усиливаются до уровня 100–120 дБмкВ и направляются в линейный распределительный тракт.

В традиционных сетях коллективного приема основной трактом служит коаксиальный кабель, в который включаются усилители и делители мощности сигнала. Для увеличения протяженности линейного тракта используют кабели с малым затуханием и высокой экранировкой, усилители с повышенной линейностью.

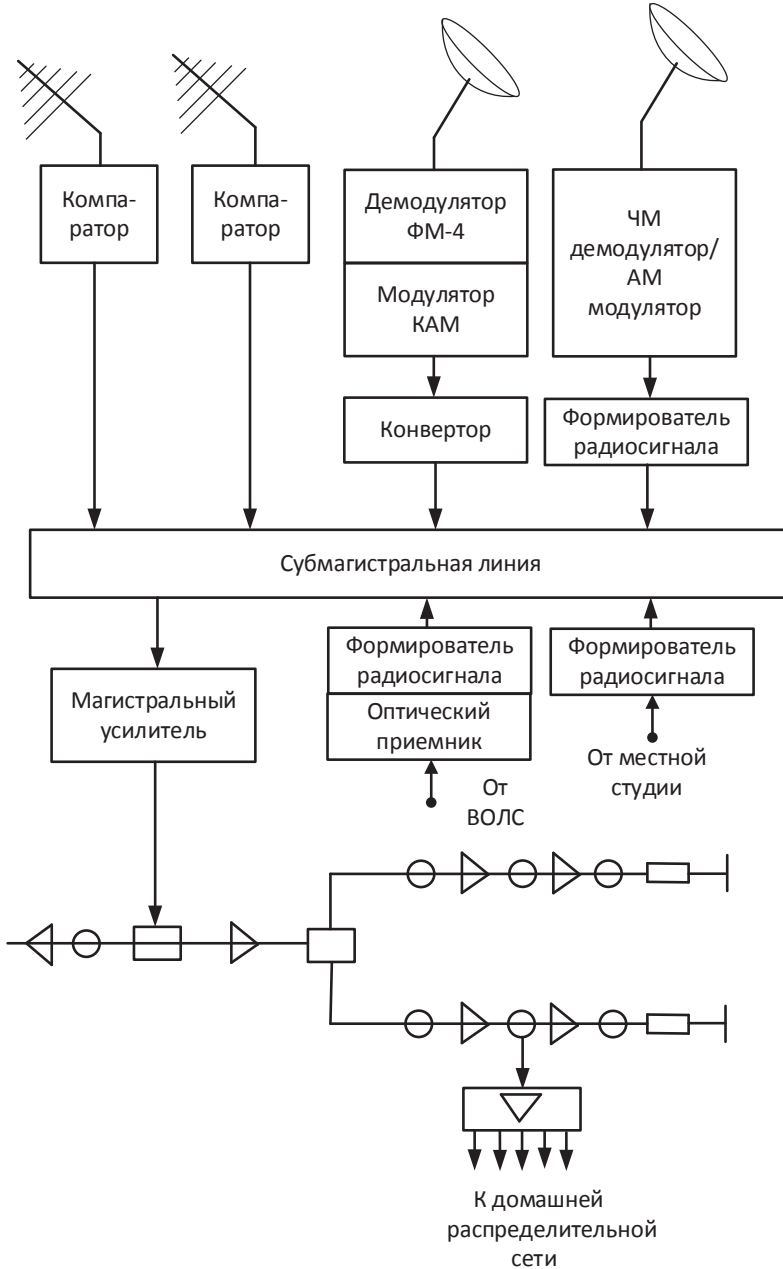


Рис. 6.1. Сеть кабельного телевидения

Нормы на параметры кабельных сетей и абонентских вводов регулируются европейским стандартом CENELEC EN 50083 (в России действует ГОСТ 28324–89).

Широкое развитие оптоволоконных технологий позволило использовать в качестве магистрального оптический кабель и объединить достаточно удаленные районы в крупные единые сети, охватывающие десятки и сотни тысяч абонентов.

Отличительная особенность современного поколения СКТВ — наличие обратного канала от абонента к головной станции, используемого кабельным оператором для диагностирования и мониторинга состояния сети, а также для предоставления широкого спектра дополнительных услуг — телефонии, передачи данных, доступа в Интернет и других интерактивных приложений.

Основные устройства кабельного телевидения

Кодеры

Первичное преобразование аналогового сигнала в цифровой происходит в кодере. Кодер сжатия считается самым ответственным элементом в цепочке обработки цифрового сигнала. Он в значительной степени определяет устойчивость и качество изображения при заданной скорости цифрового потока. С выхода кодера поступает однопрограммный транспортный цифровой поток (Single Program Transport Stream — SPTS).

Декодеры

Реализация преимуществ цифрового сжатия в значительной степени зависит от устройств, восстанавливающих исходное изображение и звуковое сопровождение — декодеров и приемников-декодеров. Однако в системах формирования цифровых ТВ-пакетов декодирование изображения выполняется в основном для вспомогательных целей, например для контроля за качеством изображения. В этих системах приемник-декодер только принимает поток TS из транспортной сети, извлекает из него один канал и выдает его на мультиплексор.

Мультиплексоры/ремultipлексоры

Мультиплексор производит объединение цифровых потоков от разных источников в единый транспортный поток TS. Приходящие сигналы могут иметь разную временную базу (т. е. формироваться с несколько различными тактовыми частотами), и задача мультиплексора — сформировать асинхронный поток с сохранением информации синхронизации каждого из компонентов.

Мультиплексирование означает объединение множества входных каналов связи в один канал связи большей емкости для передачи по единому физическому каналу, т. е. по одной физической среде. При реализации такого объединения каналов одной из основных задач является устранение взаимного влияния соседних каналов.

В настоящее время наиболее широко используются три технологии мультиплексирования:

- с частотным уплотнением (разделением) каналов, FDM;
- с временным уплотнением (разделением) каналов, TDM;
- с волновым уплотнением (разделением) каналов, WDM.

Исключительно в волоконно-оптических системах (ВОЛС) используется метод мультиплексирования с разделением по длине волны, называемый также волновым мультиплексированием (Wave Division Multiplexing, WDM), который в настоящее время получил широкое распространение. Суть метода заключается в объединении нескольких оптических несущих с различными длинами волн λ и передаче суммарного сигнала по общему каналу с последующим выделением отдельных несущих путем их фильтрации на приемной стороне. Отдельные несущие генерируются оптическими источниками — лазерами. Принцип волнового мультиплексирования проиллюстрирован на рис. 6.2.

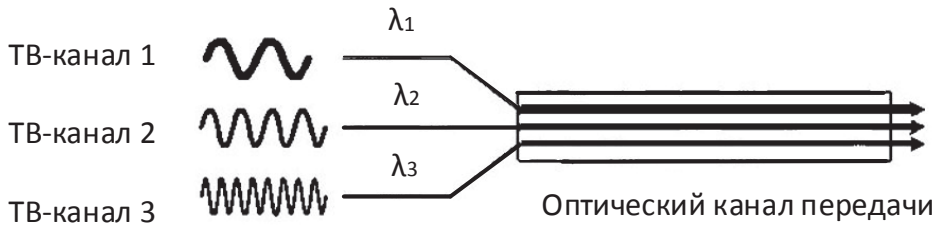


Рис. 6.2. Оптическое мультиплексирование

Ремультимплексор представляет собой разновидность мультиплексора, работающего не с отдельными потоками, а с мультиплексированными TS. Он осуществляет операцию обратную мультиплексированию — производит разборку магистрального транспортного потока в однопрограммные транспортные потоки и отдельные сервисы и комбинирует их в новые TS, изменяя при этом соответствующим образом таблицы служебной информации. Ремультимплексоры еще называют процессорами транспортного потока (Transport Stream Processor).

IP инкапсулятор

Устройства, обеспечивающие ввод данных в транспортный поток MPEG-2 TS, называют инкапсуляторами.

Модуляторы

Модуляторы для спутниковой трансляции, сетей кабельного телевидения и эфирного вещания строятся с учетом соответствующих стандартов DVB-C. В целях обеспечения наиболее эффективного использования полосы частот в кабельных сетях в соответствии со стандартом DVB применяется квадратурная амплитудная манипуляция QAM (Quadrature Amplitude Modulation). В настоящее время используются QAM-128, 256.

Перемежение и скремблирование

Одним из эффективных методов уменьшения влияния пакетных ошибок является перемежение или перемешивание (англ. interleaving). Данные перед передачей по каналу связи переставляются в заданном порядке, а в приемной части восстанавливается исходный порядок, т. е. выполняется деперемежение.

Термином «скремблирование» называют изменение характеристик потока данных (видео, аудио или другой информации) в целях предотвращения несанкционированного получения этой информации в неискаженном виде. Дескремблирование — это обратная операция, т. е. обратное изменение характеристик потока данных. В цифровых системах передачи информации, в частности в цифровом телевидении, для скремблирования к передаваемому цифровому сигналу добавляют мешающий сигнал, в качестве которого, как правило, используют псевдослучайные последовательности (ПСП). Скремблирование приближает свойства передаваемого сигнала к свойствам шума. При этом энергия более равномерно распределяется по полосе частот передаваемого сигнала, что способствует более эффективному использованию канала связи и повышению помехоустойчивости.

Канальные кодеры — декодеры

В случае передачи цифровых сигналов значительное повышение помехоустойчивости может быть достигнуто путем применения кодов, исправляющих ошибки. Эту функцию выполняет канальный кодер. Канальный декодер включает в себя цифровой демодулятор и узел коррекции ошибок. Декодер принимает цифровые модулированные ВЧ сигналы и составляет из них цифровой транспортный поток, содержащий пакеты мультимплексированных программ.

Система передачи

К активному оборудованию оптических систем передачи относятся оптические передатчики, оптические приемники, оптические усилители (репитеры) и активные ответвители. Гибридная система включает протяженные волоконно-оптические участки и короткие коаксиальные участки.

Передача цифровых сигналов по сетям кабельного телевидения

Анализ применимости цифровых методов кодирования и модуляции показывает, что в правильно спроектированной сети отношение сигнал/шум должно быть достаточно высоким, выше, чем в спутниковой системе, и в то же время полоса частот канала кабельной сети значительно уже, чем полоса частот ствола спутникового ретранслятора, поэтому целесообразно применение многопозиционной модуляции, например QAM (КАМ).

Величина шума в системах цифрового телевидения оценивается в основном вероятностью ошибочного приема бита (Bit Error Rate, BER), которая определяется отношением переданных с ошибками битов к общему числу переданных битов. Более высокое отношение сигнал/шум снижает вероятность ошибок и позволяет обойтись одной ступенью помехоустойчивого кодирования. Однако пакетные ошибки не исключены, поэтому перемежение остается составной частью процесса канального кодирования.

Главным количественным показателем шума в системе передачи является отношение уровня несущей к уровню шума C/N . Основными источниками шума в системе являются активные устройства. Факторами, участвующими в расчетах внутреннего шума прибора, являются ширина полосы этого прибора, его шумовая температура и сопротивление источника сигнала. Выбрав коэффициент шума F , коэффициент усиления K усилителя и изменяя выходные уровни в системе, можно создавать любое требуемое отношение C/N на выходе усилителя.

Цифровые сигналы менее чувствительны к интермодуляционным искажениям по сравнению с аналоговыми сигналами. В то же время цифровые КАМ сигналы более чувствительны к амплитудным и — особенно — фазовым искажениям в тракте, поэтому вопросы согласования, коррекции характеристик остаются достаточно острыми.

В построении головных станций переход на цифровой формат предъявляет новые требования к аппаратуре обработки и формирования сигналов. Появляется возможность формировать многопрограммные цифровые потоки, не декодируя принятые MPEG сигналы, а выделяя из них нужные компоненты на уровне транспортного потока и ремultipлексировав эти компоненты в новый транспортный поток. Также на уровне транспортного потока при этом могут решаться вопросы скремблирования, смены системы условного доступа, работы одновременно в нескольких системах условного доступа. Принятый в стандартах DVB единый подход к канальному кодированию существенно облегчает обработку и преобразование сигналов DVB, так как число дополнительных операций при преобразованиях оказывается минимальным. В этом

смысле разработанный DVB стандарт вещания цифровых ТВ-сигналов по кабельным сетям достаточно близок к спутниковому стандарту.

Структурная схема кодера стандарта DVB-C показана на рис. 6.3. Источником входного сигнала, как и в других кодерах семейства DVB, служит транспортный поток MPEG-2 с пакетами размером 188 байтов.

В скремблере пакеты организуются в группы по 8, синхробайт каждого первого пакета из группы инвертируется и служит в дальнейшем для цикловой синхронизации. Скремблирование, как и в стандарте DVB-S, осуществляется сложением с псевдослучайной последовательностью ПСП. На период следования каждого синхробайта скремблирование прерывается.

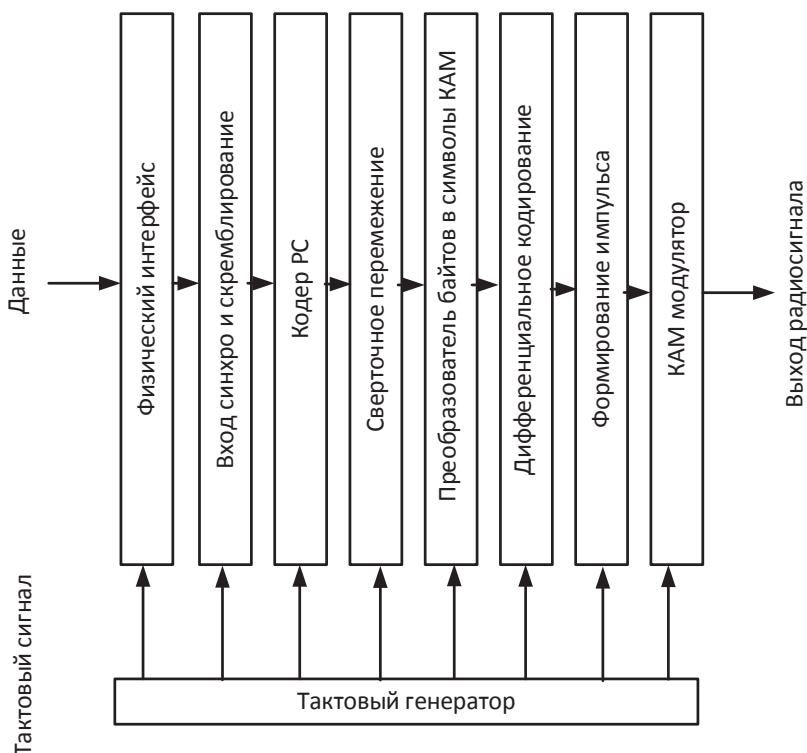


Рис. 6.3. Структурная схема кодера стандарта DVB-C

Внешний кодер Рида — Соломона и сверточный перемежитель также не имеют отличий от устройств, применяемых в стандарте DVB-S.

Модуляция в стандарте DVB-C

Учитывая относительно высокое отношение сигнал/шум, внутреннее кодирование не используется, а в качестве метода модуляции используется квадратурная АМ различной кратности, от КАМ-16 до КАМ-256.

Дополнительное повышение помехоустойчивости достигается относительным дифференциальным кодированием двух старших битов каждого байта с выхода перемежителя.

С выхода дифференциального кодера байты цифровой последовательности поступают на формирователь, который должен отобразить их в символы КАМ сигнала.

Как и в стандарте DVB-S, перед подачей на модулятор импульсы подвергаются округлению. Выходной фильтр Найквиста должен обеспечивать неравномерность АЧХ в полосе пропускания не более 0,4 дБ и подавление внеполосных излучений не менее 43 дБ.

Приемник системы кабельного телевидения

В приемнике должны выполняться соответствующие обратные операции. Структурная схема приемного тракта кабельного цифрового телевидения показана на рис. 6.4. Входной сигнал с кабельной линии поступает на тюнер, в котором, как в обычном телевизоре, выделяется нужный канал, и сигнал этого канала переносится на промежуточную частоту. Затем в преобразователе частоты производится дополнительное понижение частоты. Для этого используется несущая частота, восстановленная в демодуляторе КАМн или в самом блоке преобразователя частоты. Полоса частот сигнала после понижения частоты обычно составляет 3–11 МГц.

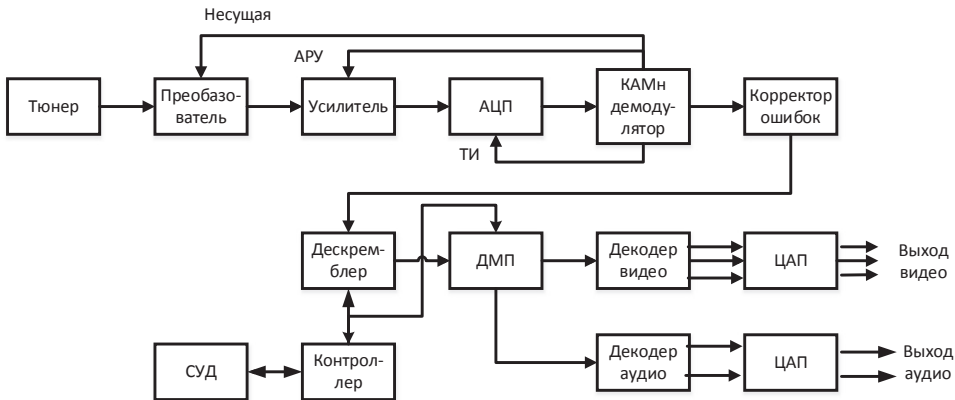


Рис. 6.4. Структурная схема приемного тракта кабельного цифрового телевидения

Далее сигнал проходит управляемый усилитель, коэффициент усиления которого определяется сигналом АРУ с демодулятора. Размах сигнала при этом согласуется с диапазоном входных напряжений АЦП. Для приема сигналов 16-КАМн, 32-КАМн и 64-КАМн достаточно АЦП, имеющего 8 двоичных разрядов, а для приема 256-КАМн необходимо 9 двоичных разрядов.

Дискретизация производится с частотой канальных символов, т.е. около 7 МГц. Тактовые импульсы ТИ формируются в демодуляторе.

Поступающий на демодулятор цифровой сигнал преобразуется в сигналы квадратурных составляющих I и Q, по которым восстанавливаются канальные символы. Затем из этих символов формируются байты выходного потока данных. Например, в случае 64-КАМн из 4 шестибитовых канальных символов формируются 3 выходных байта. В демодуляторе восстанавливаются частота несущей (перенесенная в диапазон ПЧ) и тактовые импульсы канальных символов, которые используются как в самом демодуляторе, так и в предшествующих блоках.

Затем поток данных поступает в **блок коррекции ошибок** (корректор ошибок), в котором выполняются деперемежение и декодирование кода Рида — Соломона. В результате восстанавливаются размеры транспортных пакетов (по 188 байтов) и исходный порядок следования байтов в пакетах.

Далее поток данных поступает на дескремблер. Дескремблированный транспортный поток приходит на демультимплексор (ДМП), в котором из транспортного потока выбираются пакеты, относящиеся к выбранной программе, и формируются элементарные потоки видео, звукового сопровождения и данных. Управление дескремблером и демультимплексором осуществляет контроллер. Демультимплексор выбирает из транспортного потока пакеты с таблицами программ (РАТ) и передает их на контроллер, который обеспечивает отображение информации о программах в транспортном потоке на экране. По командам пользователя выбирается одна из программ, и данные о РІD пакетов, относящихся к этой программе, передаются в демультимплексор, чтобы в дальнейшем выбирать эти пакеты. Вспомогательные данные к выбранной программе (субтитры и т. п.) поступают с демультимплексора на контроллер, который передает их далее на блок воспроизведения дополнительной информации.

Контроллер связан также с системой условного доступа (СУД), которая включает средства, обеспечивающие доступ пользователя к тем платным программам, за которые он заплатил. Данные для дескремблирования программ передаются в соответствующих пакетах транспортного потока. Для дескремблирования бесплатных программ и пакетов с информацией общего пользования дополнительные данные не требуются. Таким образом, в приемнике цифрового телевидения выбор программы осуществляется в два этапа. Сначала выбирается канал ТВ-вещания, в котором передается транспортный поток, содержащий несколько программ. Затем выбирается одна из программ в этом транспортном потоке.

Элементарные потоки видео и звука с демультимплексора поступают на соответствующие декодеры MPEG-2. На выходах декодера видео получают яркостный и цветоразностные сигналы в цифровой форме. Эти сигналы поступают на ЦАП (блок ЦАП на рис. 6.4, естественно, содержит 3 ЦАП),

где преобразуются в аналоговую форму, а затем направляются на аналоговые схемы дематрицирования, управления яркостью и контрастностью, усиления и, наконец, на катоды кинескопа. На выходах декодера аудио получают сигналы каналов звукового сопровождения, которые преобразуются в аналоговую форму и поступают на блоки воспроизведения звука.

Принципы построения систем кабельного телевидения

Все варианты построения систем кабельного вещательного телевидения СКВТ в общем случае состоят из следующих элементов: приемных телевизионных **антенн** и **антенных усилителей**, **головных станций**, включая их усилители, конверторы и другие элементы, необходимые для обработки принятых антеннами сигналов и подачи их в магистраль, **кабельных магистральных и распределительных линий**, **магистральных усилителей**, компенсирующих ослабление в магистральных кабельных линиях и корректирующих их частотные характеристики, **ответвительных**, как правило пассивных, **устройств**, обеспечивающих разветвление магистральных линий и подключение к ним соединительных кабельных линий, а также **домовых распределительных сетей**, включая соответствующие усилители. Дополнительно в них могут применяться автоматические устройства, обеспечивающие включение резервного усилительного оборудования и повышающие стабильность передаваемых по системе телевизионных сигналов, кодирующие и декодирующие, коммутирующие и другие устройства.

Структура СКТВ определяется прежде всего расположением здания или зданий, где будут установлены антенные сооружения и головная станция, относительно других сооружений, которые будут входить в данную систему. В качестве таких зданий, как правило, стараются выбрать одно из наиболее высоких зданий среди входящих в систему и находящееся по возможности ближе к центру нагрузки. В некоторых случаях приходится устанавливать приемные антенны на зданиях, которые несколько ниже самых высоких в системе, в целях борьбы с сильными эхосигналами.

В зону действия СКТВ включается жилые и общественные здания, к которым могут быть рационально и экономично проложены магистральные линии по существующим или планируемым подземным коммуникациям.

Кабельные линии системы кабельного приёма телевидения строятся таким образом, чтобы при необходимости они могли быть увеличены, а также чтобы несколько систем могли быть объединены в одну более крупную.

Основные требования, предъявляемые к различным вариантам схем построения СКТВ: минимально возможное ослабление и искажение телевизи-

онных сигналов при передаче их от приемных антенн до входов телевизоров, надежность работы, минимальная стоимость сооружения и эксплуатации.

Как правило, при разработке каждой конкретной схемы СКТВ стремятся по возможности (в зависимости от имеющихся или планируемых к сооружению коммуникаций) приблизить её к радиальной схеме с прокладкой магистральных линий от центра к периферии.

Среди ряда общественных схем построения сетей СКТВ используют системы кольцевого типа для ограничения двустороннего обмена информацией.

Нередко встречаются случаи, когда информация может передаваться не только от одного корреспондента к другому, но и в обратном направлении. В таких условиях появляется возможность использовать обратный поток информации для существенного повышения вероятности правильного приема сообщений, передаваемых в прямом направлении. При этом не исключено, что по обоим каналам (прямому и обратному) передача возможна в двух направлениях («дуплексная» связь) и только часть пропускной способности каждого из каналов используется для передачи дополнительных данных, предназначенных для повышения верности.

Возможны различные способы использования системы с обратной связью в дискретном канале. Обычно они подразделяются на два типа: системы с информационной обратной связью и системы с управляющей обратной связью. Системами с **информационной обратной связью** называются такие системы, в которых с приемного устройства на передающее поступает информация о том, в каком виде принято сообщение.

На основании этой информации передающее устройство может вносить те или иные изменения в процесс передачи сообщения: например, повторить ошибочно принятые отрезки сообщения, изменить применяемый код (передав предварительно соответствующий условный сигнал и убедившись в том, что он принят) либо вообще прекратить передачу при плохом состоянии канала до его улучшения.

В системах с **управляющей обратной связью** приемное устройство на основании анализа принятого сигнала само принимает решение о необходимости повторения, изменения способа передачи, временного перерыва связи и т. д. и передает об этом приказание передающему устройству. Возможны и **смешанные методы** использования обратной связи, когда в некоторых случаях решение принимается на приемном устройстве на основании полученной по обратному каналу информации.

Простейшим по идее методом информационной обратной связи является метод полной обратной проверки и повторения (ОПП). При этом принятый сигнал полностью ретранслируется на передающее устройство, где каждая принятая кодовая комбинация сверяется с переданной. В случае их несовпадения передающее устройство передает сигнал для стирания неправильно принятой информации, а затем повторяет нужную комбинацию. В каче-

стве сигнала для стирания применяется специальная кодовая комбинация, не используемая при передаче сообщения.

Функциональная схема такой системы показана на рис. 6.5. Передаваемое сообщение, закодированное примитивным кодом, посылается в канал и одновременно записывается в запоминающем устройстве (накопителе). Принятая кодовая комбинация сразу не декодируется, а запоминается в приемном накопителе и возвращается по обратному каналу на передающий конец, где она сравнивается с переданной комбинацией. Если они совпадают, то передается следующая кодовая комбинация, в противном случае — сигнал стирания. Существенным недостатком системы с полной ретрансляцией является большая нагрузка канала обратной связи. Существуют и более сложные системы с информационной обратной связью, в которых используются помехоустойчивые коды.



Рис. 6.5. Система с информационной обратной связью

Наибольшее распространение получили системы с управляющей обратной связью (УОС) при использовании избыточных кодов для обнаружения ошибок (рис. 6.6). Такие системы часто называют системами с переспросом, или с автоматическим запросом ошибок, или с решающей обратной связью (РОС).



Рис. 6.6. Система с управляющей обратной связью

В большинстве случаев это системы дуплексные, т. е. информация в них передается в обоих направлениях. В кодере передаваемое сообщение кодируется кодом, позволяющим с большой вероятностью обнаруживать возникающие в канале ошибки. Принятый кодовый блок декодируется с обнаружением ошибок. Если ошибки не обнаружены, то декодированный отрезок сообщения поступает к получателю. При обнаружении ошибок блок бракуется и по обратному каналу передается специальный сигнал «переспроса». Прием сигнала переспроса вызывает повторение забракованного блока, который с этой целью хранится в накопителе-повторителе до тех пор, пока по обратному каналу не будет принята очередная кодовая комбинация, не содержащая переспроса.

Основными параметрами, характеризующими систему, являются эквивалентная вероятность ошибки и скорость передачи информации. Основным преимуществом системы УОС является простота построения декодирующего устройства.

Система с управляющей обратной связью оказывается весьма эффективной. Система находится в режиме постоянного переспроса, однако при хорошем коде ложная информация на выход практически не поступает. При уменьшении вероятности ошибки скорость передачи увеличивается, а вероятность продолжает оставаться на заданном уровне. Таким образом, система УОС как бы адаптируется (приспосабливается) к состоянию канала,

используя канал настолько, насколько это оказывается возможным в каждом из его состояний.

При разработке СКТВ необходимо выбрать полосы частот для размещения радиосигналов телепрограмм, внутрисистемных сигналов, передаваемых в направлении от станции КТВ в сторону абонентов и от абонентов — в сторону станции. На рис. 6.7 показан один из вариантов выбора частотных полос, используемых в отечественной аппаратуре КТВ серии 300. Часть полосы частот К2 48–300 МГц предназначена для организации 28 ТВ- и радиоканалов (12 стандартных вещательных и 16 специальных каналов), в которых радиосигналы передаются в сторону абонентов. Достаточно узкая по сравнению с ней полоса частот 40–48 МГц резервируется для внутрисистемных сигналов станции КТВ, направляемых по распределительной сети также в сторону абонента. Полоса частот К1 шириной 25 МГц (от $f_n = 5$ МГц до $f_b = 30$ МГц) предназначена для внутрисистемных сигналов, передаваемых по распределительной сети в сторону станции КТВ. Они могут формироваться в любом месте, где есть вход в распределительную систему, например: коробка абонента, разветвитель домовой распределительной системы ДРС, домовой усилитель или пункт домового ввода, магистральный ответвитель, линейный (магистральный и субмагистральный) усилитель.

Очевидно, что сигналы, принадлежащие первой и второй полосам частот, а также сигналы третьей полосы передаются по радиочастотному кабелю распределительной сети одновременно, но во встречных направлениях. Для этого необходимы специальные двунаправленные усилители.

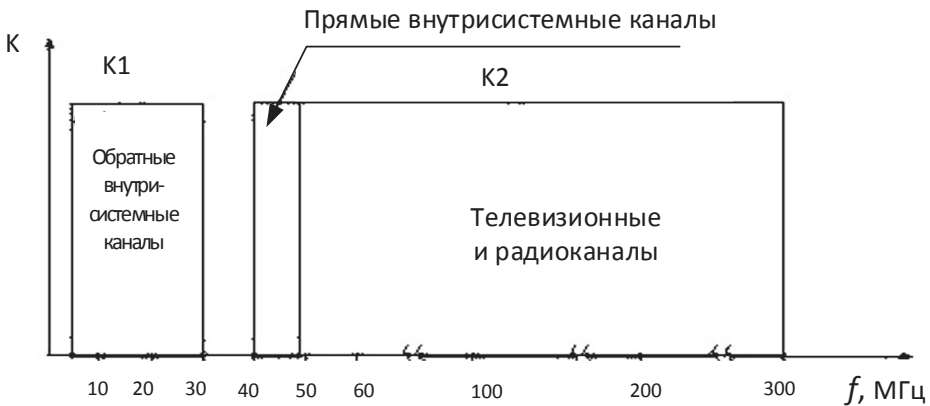


Рис. 6.7. Распределение частот сигналов в двунаправленной СКТВ

Аппаратура серии 300 — двусторонняя СКТВ, в которой, помимо передачи сигналов от ГС до абонента в диапазоне 40–300 МГц, обеспечивается передача сигналов в обратном направлении в диапазоне 5–26 МГц.

Введение обратного канала в СКТВ и на его базе системы дистанционного контроля создает основу для организации дополнительных услуг. Настоящей системой могут быть обеспечены дополнительные услуги (при доукомплектовании ее дополнительной аппаратурой):

- сигнализация (пожарная, охранная, медицинская, в случае затопления и т. д.);
- информация о состоянии лифтов, кодовых подъездных замков;
- двусторонняя телефонная связь (кабина лифта, подъезд-диспетчер);
- снятие показаний счетчика расхода электроэнергии, холодной и горячей воды, газа и т. д.;
- учет повременной оплаты платных телевизионных программ;
- доступ к базам данных в режиме меню (аналогично видеотексту) и др.

Модель в среде MATLAB

Общие сведения о модели

Рассмотрим модель тракта цифрового телевизионного кабельного вещания в среде Simulink MATLAB. Демонстрационная модель позволяет оценить помехоустойчивость системы вещания.

Путь к демонстрационному примеру: C:\Program Files\MATLAB\R210a\toolbox\commblks\commbloksdemos\commdvbc.mdl. Общий вид окна, открываемого при вызове модели, приведен на рис. 6.8.

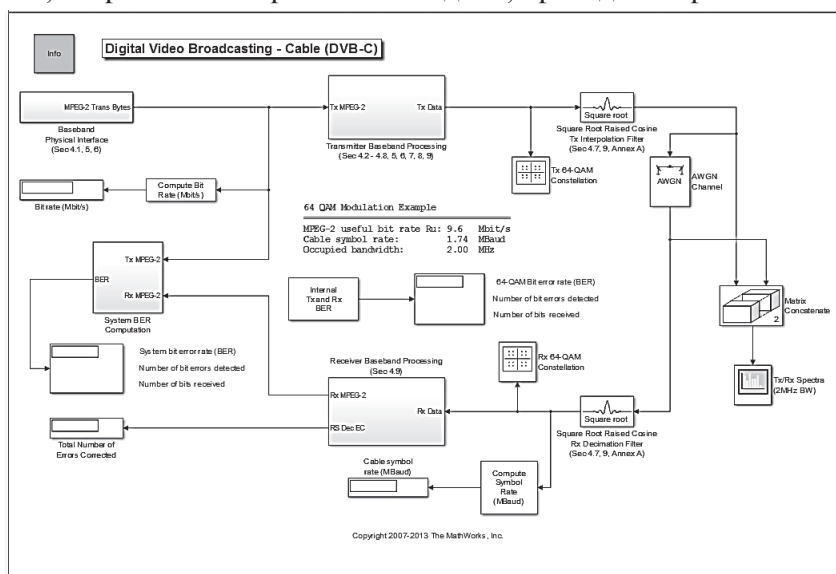


Рис. 6.8. Общий вид окна, открываемого при вызове модели

Описание модели можно получить щелчком по окошечку Info. Схемы моделей и параметры открываются щелчком ЛКМ, для возврата следует нажать на стрелку «влево» на инструментальной панели.

Модель источника сигналов создает транспортный поток MPEG-2. Схемы моделей блоков и окна их параметров приведены на рис. 6.9. Окно изменения параметров модуляции и кодирования имеет вид, показанный на рис. 6.10. Установление требуемого отношения сигнал/шум осуществляется в блоке гауссовского канала передачи AWGN, окно параметров которого показано на рис. 6.11. Вид сигнального созвездия приведен на рис. 6.12.

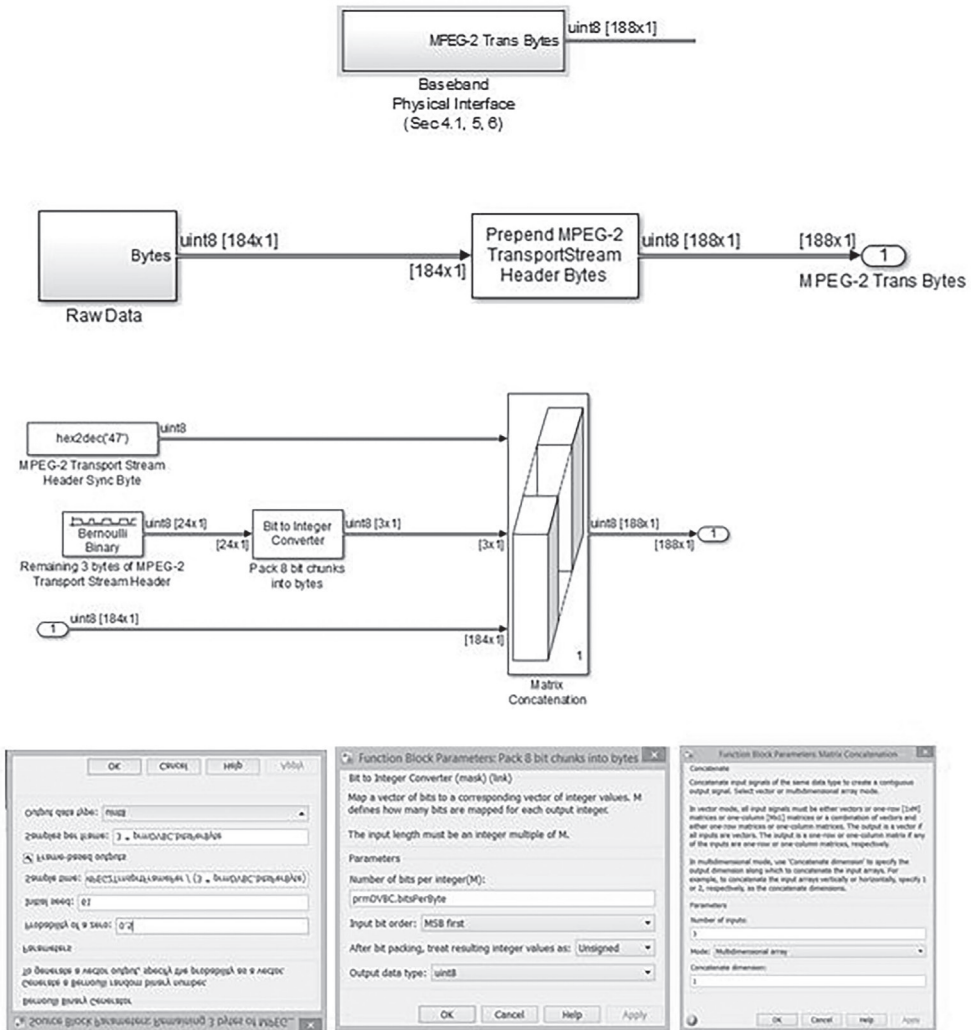


Рис. 6.9. Схемы и окна параметров моделей

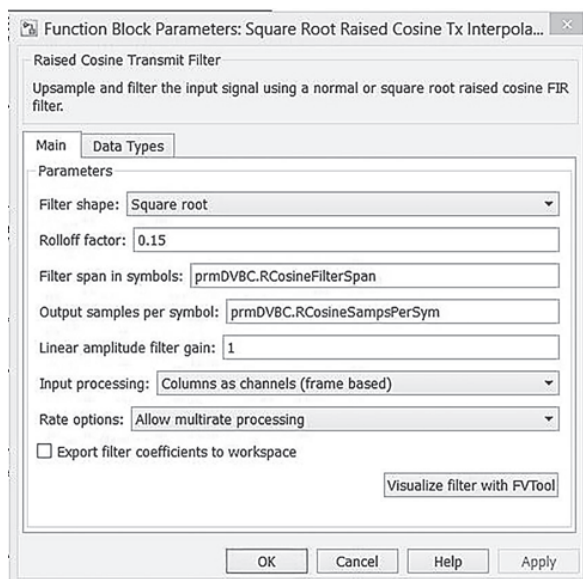


Рис. 6.10. Окно изменения параметров модуляции и кодирования

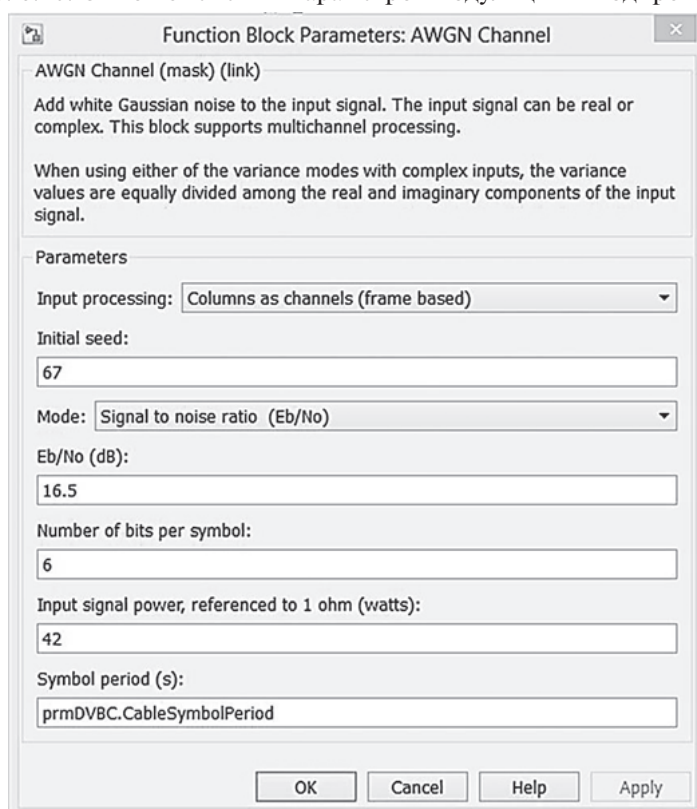


Рис. 6.11. Параметры гауссовского канала передачи

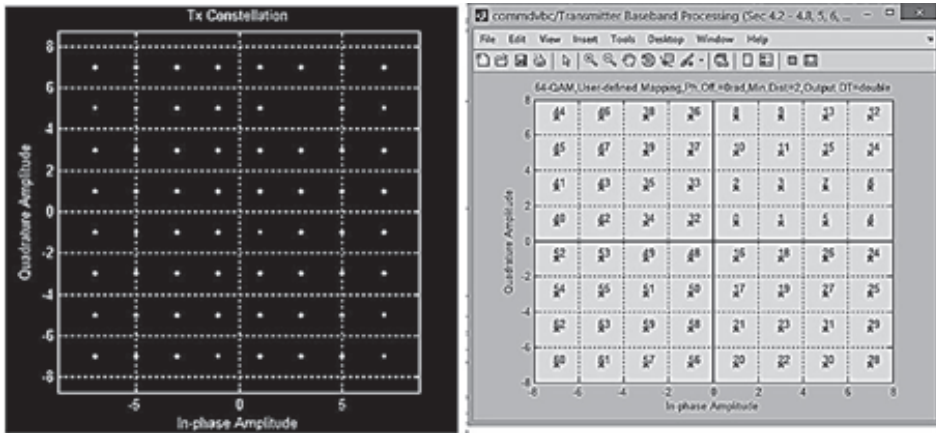


Рис. 6.12. Созвездие QAM 64

Структура модели передатчика показана на рис. 6.13, а спектр сигнала — на рис. 6.14.

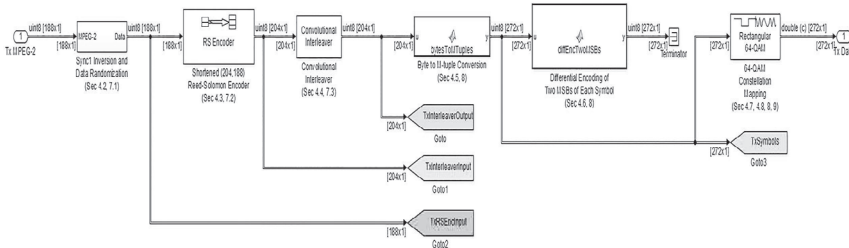


Рис. 6.13. Структура модели передатчика

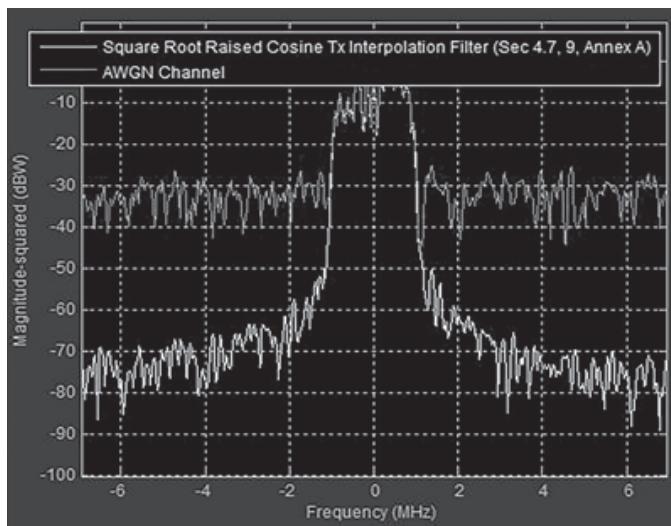


Рис. 6.14. Спектр сигнала

В окне измерения вероятности ошибок регистрируются следующие значения: величина BER, количество найденных ошибочных битов информации и количество принятых битов (рис. 6.15).

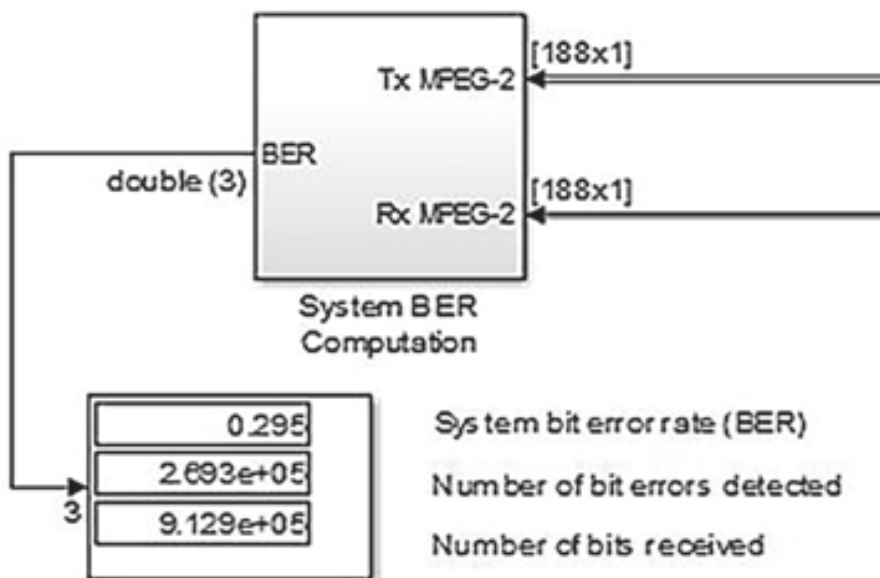


Рис. 6.15. Регистрация величины BER

Контрольные вопросы

1. Каковы основные требования, предъявляемые к системам передачи сигналов цифрового телевидения?
2. Почему в кабельном телевидении используется модуляция QAM?
3. Нарисуйте диаграмму состояний 8-позиционной квадратурной модуляции QAM.
4. Нарисуйте структурную схему передающей части системы кабельного телевидения. Поясните ее работу.
5. Нарисуйте структурную схему приемной части системы кабельного телевидения. Поясните ее работу.
6. Что такое «скремблирование» и с какой целью оно применяется?

Библиографический список

1. Карякин В.Л. Цифровое телевидение : учебное пособие для вузов / В.Л. Карякин. — 2-е изд., перераб. и доп. — М. : СОЛОН-ПРЕСС, 2013. — 448 с.
2. Мамчев Г.В. Теория и практика наземного цифрового телевизионного вещания : учебное пособие для вузов / Г.В. Мамчев. — М. : Горячая линия- Телеком, 2012. — 340 с. : ил.
3. Никитин Н.П. Формирование и прием сигналов с цифровой модуляцией : учебное пособие / Н.П. Никитин, В.И. Лузин. — Екатеринбург : УГТУ-УПИ, 2008. — 185 с.
4. Теория передачи сигналов : учебник для вузов / А.Г. Зюко [и др.]. — М. : Связь, 2010. — 288 с.
5. Каневский А.Л. Кабельное телевидение / А.Л. Каневский. — М. : Знание, 2009. — 64 с. (Новое в жизни, науке и технике. Сер. «Радиоэлектроника и связь», № 1).
6. Прокис Дж. Цифровая связь : пер. с англ. / Дж. Прокис; под ред. Д.Д. Кловского. — М. : Радио и связь, 2000. — 800 с.
7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. / Б. Скляр. — М. : Издательский дом «Вильямс», 2003. — 1104 с.
8. Феер К. Беспроводная цифровая связь : методы модуляции : пер. с англ. / К. Феер; под. ред. В.И. Журавлёва. — М. : Радио и связь, 2000. — 520 с.
9. Радиоэлектронная техника : межвузовский сборник научных трудов / под ред. В.А. Сергеева. — Ульяновск : УлГТУ, 2011. — 269 с.
10. Лузин В.И. Основы формирования, передачи и приема цифровой информации : учебное пособие / В.И. Лузин, Н.П. Никитин, В.И. Гадзиковский; науч. ред. В.И. Гадзиковский. — М. : ООО «СОЛОН-Пресс», 2014. — 316 с.
11. Карлашук В.И. Электронная лаборатория на IBM PC : лабораторный практикум на Electronics Workbench и VisSim по элементам телекоммуникационных систем / В.И. Карлашук. — М. : СОЛОН-Пресс, 2005. — 480 с.

12. Кривошеев М. И. Основы телевизионных измерений / М. И. Кривошеев. — М. : Радио и связь, 2008. — 608 с.
13. Руководящие технические материалы. Крупные системы коллективного приема телевидения. РТМ.6.030-1-87. — М. : Минсвязь СССР, 2010.— 130 с.
14. Волков С. В. Сети кабельного телевидения / С. В. Волков. — М. : Горячая линия-Телеком, 2004. — 616 с. : ил.

Оглавление

ГЛАВА 1. Методы цифровой модуляции	3
Общие требования к способам модуляции	3
Сигналы с двоичной фазовой манипуляцией (BPSK)	5
Многопозиционные модуляторы (QAM/PAM)	12
Квадратурная амплитудная модуляция (QAM)	12
Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK)	14
Способы модуляции, используемые в цифровом телевидении	16
Модели VisSim Comm многопозиционных модуляторов	18
ГЛАВА 2. Технология ортогонального частотного уплотнения (OFDM)	23
Проблема многолучевого распространения	23
Принципы OFDM	26
Борьба с помехами	31
Использование OFDM	34
Модель VisSim Comm	38
ГЛАВА 3. Канальное кодирование. Коды Рида — Соломона	46
Коды Рида — Соломона	46
Модель VisSim Comm	47
ГЛАВА 4. Особенности передачи сигналов цифрового телевидения по эфирным каналам связи	52
Основные требования к системам передачи	52
Адаптация и рандомизация	53
Каскадное кодирование с перемежением	54
Сигнальное созвездие	56
Многопозиционная манипуляция	58
Частотное уплотнение с ортогональными несущими	59
Стандарты цифрового телевизионного вещания	61
Стандарт цифрового наземного телевидения DVD-T	62

Стандарт цифрового наземного телевидения DVD-T2	62
Схемы передачи и приема сигналов телевидения DVB-T	63
Модель в среде MATLAB	66
ГЛАВА 5. Особенности передачи сигналов цифрового спутникового телевидения по каналам связи	70
Спутниковое телевизионное вещание	70
Передача цифровых сигналов по спутниковым каналам	71
Модуляция в стандарте DVB-S	72
Система передачи цифрового ТВ-сигнала	74
Система приема цифрового ТВ-сигнала	77
Модель в среде MATLAB	80
ГЛАВА 6. Цифровое кабельное телевидение	84
Цифровое телевидение в кабельной сети	84
Основные устройства кабельного телевидения	86
Передача цифровых сигналов по сетям кабельного телевидения	89
Принципы построения систем кабельного телевидения	93
Модель в среде MATLAB	98
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	103

Учебное издание

Никитин Никита Петрович
Лузин Виктор Иванович
Гадзиковский Викентий Иванович
Марков Юрий Викторович

ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ

Редактор *Л. Ю. Козяйчева*
Верстка *Е. В. Ровнушкиной*

Подписано в печать 21.12.2015. Формат 70×100 1/16.
Бумага писчая. Плоская печать. Усл. печ. л. 8,7.
Уч.-изд. л. 5,5. Тираж 100 экз. Заказ ' .

Издательство Уральского университета
Редакционно-издательский отдел ИПЦ УрФУ
620049, Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, 5
Тел.: 8 (343) 375-48-25, 375-46-85, 374-19-41
E-mail: rio@urfu.ru

Отпечатано в Издательско-полиграфическом центре УрФУ
620075, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4
Тел.: 8 (343) 350-56-64, 350-90-13
Факс: 8 (343) 358-93-06
E-mail: press-urfu@mail.ru



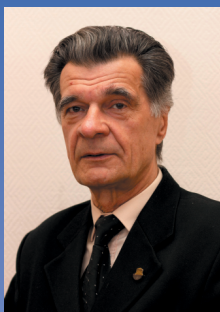
НИКИТИН НИКИТА ПЕТРОВИЧ

Кандидат технических наук, доцент кафедры
радиоэлектроники информационных систем
Уральского федерального университета



ЛУЗИН ВИКТОР ИВАНОВИЧ

Кандидат технических наук, доцент кафедры
радиоэлектроники информационных систем
Уральского федерального университета



ГАДЗИКОВСКИЙ ВИКЕНТИЙ ИВАНОВИЧ

Доктор технических наук, профессор кафедры
радиоэлектроники информационных систем
Уральского федерального университета



МАРКОВ ЮРИЙ ВИКТОРОВИЧ

Кандидат технических наук, доцент кафедры
радиоэлектроники информационных систем
Уральского федерального университета